A. P. ŁOŻNIKOW, E. K. SONIN

WZMACNIACZE KASKODOWE

z języka rosyjskiego przełożył
mgr inż. Leszek Widomski

Wydanie drugie, uzupełnione i zmienione



WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI I ŁĄCZNOŚCI

Tytuł oryginału: КАСКОДНЫЕ УСИЛИТЕЛИ
А. И. ЛОЖНИКОВ И Е. К. СОНИН

Wydawca. ГОСУДАРСТВЕННОЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО
Москва, Ленинград — 1969

621.395.645

W książce podano podstawowe wiadomości o wzmacniaczach typu kaskodowego oraz o ich własnościach. Obok wzorów obliczeniowych podano metody graficznego wyznaczania parametrów wzmacniaczy oraz ich charakterystyk. Przytoczone przykłady układów praktycznych wskazują na możliwości wykorzystania szczególnych właściwości wzmacniaczy kaskodowych.

Książka jest przeznaczona dla zaawansowanych radioamatorów. Również doświadczony inżynier znajdzie w niej wiele cennych informacji.

Opiniodawca
dr inż. JERZY PAWŁOWSKI

Redaktor naukowy
mgr inż. ZOFIA WODZYŃSKA

Okładkę projektował
GWIDON BUJECKI

Redaktor techniczny
ALICJA JABŁOŃSKA

Korektor
ALICJA KALINOWSKA

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI I ŁĄCZNOŚCI — WARSZAWA 1968

Wydanie II. Nakład 3000+180 egz. Ark. wyd. 9,5. Ark. druk. 9,5. Oddano do składania 23. VI. 1967. Podpisano do druku w marcu i ukończono w marcu 1968. Papier druk. sat. kl. V, 70 g, z jeznaczeniów, Zam. P/122/67K/5397. Cena zł 15.—

Drukarnia im. Rewolucji Październikowej, Warszawa, Zam. 1100/67. N-73

SPIS TREŚCI

Od tłumacza 4
Wstęp 5

Rozdział pierwszy. **Analiza i obliczanie wzmacniaczy kaskodowych**
1. Układ podstawowy kaskody 7
2. Wyznaczanie parametrów zastępczych wzmacniacza kaskodowego 8
3. Wzmocnienie kaskody 12
4. Stabilność wzmacniacza kaskodowego 13
5. Wybór lamp dla wzmacniacza kaskodowego 27
6. Przykład obliczenia wzmacniacza kaskodowego 31
7. Obliczanie wzmacniaczy kaskodowych na podstawie charakterystyk . . 35
8. Własności szumowe wzmacniacza kaskodowego 45
9. Wzmacniacze kaskodowe na tranzystorach 50

Rozdział drugi. **Zastosowanie wzmacniaczy kaskodowych**
10. Wzmacniacz wielkiej częstotliwości odbiornika telewizyjnego 62
11. Szerokopasmowy wzmacniacz wielkiej częstotliwości z równoległym połączeniem lamp dla prądu stałego 64
12. Wzmacniacz do przystawki antenowej 65
13. Podstawowe własności kaskodowych wzmacniaczy małej częstotliwości 66
14. Wzmacniacz mikrofonowy 67
15. Wzmacniacz prądu stałego o bardzo dużym wzmocnieniu . . . 68
16. Elektronowy integrator napięcia 74
17. Zrównoważony kaskodowy odwracacz fazy 77
18. Selektywny wzmacniacz kaskodowy 78
19. Różne odmiany układu wzmacniacza kaskodowego 80
20. Wzmacniacz z dynamicznym obciążeniem anodowym 85

Rozdział trzeci. **Wtórniki katodowe typu kaskodowego**
21. Różne odmiany wtórnika katodowego 92
22. Wyznaczanie parametrów kaskodowego wtórnika katodowego 97
23. Charakterystyki przejściowe kaskodowego wtórnika katodowego 105
24. Kaskodowy wtórnik katodowy obciążony pojemnością 109
25. Impedancja wejściowa kaskodowego wtórnika katodowego 118
26. Superliniowy wtórnik katodowy 127
27. Wtórnik katodowy o wzmocnieniu równym jedności 131

Dodatek. **Dane niektórych typów lamp stosowanych we wzmacniaczach kaskodowych** 136
Wykaz symboli 148

OD TŁUMACZA

Przedstawiona Czytelnikowi monografia na temat wzmacniaczy kaskodowych jest książką dającą systematyczne wyjaśnienie zasady pracy tego typu układu, pierwszą w naszej literaturze radiotechnicznej, a jedną z nielicznych w ogóle na świecie. Temat powyższy był treścią wielu publikacji drukowanych w czasopismach technicznych, a autorzy podjęli próbę zebrania podanych tam informacji. Ocenę ich pracy pozostawiamy Czytelnikowi. Pragniemy w tym miejscu zwrócić uwagę Czytelnika na dołączony wykaz symboli, wykorzystanie którego przy studiowaniu rozdziału poświęconego problemowi stabilności kaskody umożliwi mu łatwą orientację w nie najprostszym systemie oznaczeń. Tłumacz pragnie w tym miejscu podziękować dr inż. Jerzemu Pawłowskiemu za wskazanie na celowość uporządkowania tej sprawy.

Monografię niniejszą uzupełniono danymi lamp produkcji europejskiej, stosowanymi najczęściej w układach kaskodowych. Zwrócono przy tym uwagę na podanie tych parametrów, które mogą ułatwić samodzielne obliczenie wzmacniacza kaskodowego.

WSTĘP

W ostatnich latach coraz częściej można spotkać w literaturze radiotechnicznej termin „wzmacniacz kaskodowy". W odróżnieniu od zwykłego wzmacniacza, zbudowanego na lampie elektronowej z biernymi elementami układowymi, kaskoda jest układem wzmacniającym, w którym dwie lampy są połączone w ten sposób, że przepływa przez nie ta sama składowa zmienna prądów anodowych. W układzie takim jedna z lamp, pracująca jako wzmacniacz, stanowi jednocześnie dynamiczną oporność obciążenia drugiej lampy, co pozwala uzyskać zupełnie nowe własności wzmacniacza: dużą oporność wejściową, duże i stabilne wzmocnienie przy niskim poziomie szumów własnych i inne.

Wzmacniacze kaskodowe mają wiele odmian. Najbardziej powszechny jest wzmacniacz, w którym dwie triody są połączone w ten sposób, że jedna z nich pracuje w układzie z uziemioną katodą, a druga — w układzie z uziemioną siatką. Układ taki, który przyjmiemy za podstawowy, ma duże wzmocnienie, bliskie wzmocnieniu typowemu dla układów pentodowych, oraz niski poziom szumów własnych — podobnie jak zwykły wzmacniacz triodowy. Słabe sprzężenie między wyjściem wzmacniacza a jego wejściem, uzyskane dzięki uziemieniu siatki drugiej triody, zapewnia dużą stałość wzmocnienia. Wzmacniacze takie stosuje się powszechnie w stopniach wejściowych wzmacniaczy wielkiej, pośredniej i małej częstotliwości, a także w wielu innych układach.

We wzmacniaczu kaskodowym można łatwo wprowadzić sprzężenie zwrotne zależne od częstotliwości, co umożliwia konstruowanie selektywnych wzmacniaczy kaskodowych, stosowanych na małych częstotliwościach. W elektronowych stabilizatorach napięcia stosuje się wąskopasmowe kaskodowe wzmacniacze o dużym wzmocnieniu.

[illegible] wykazują wtórniki katodowe, budowane w układzie kaskodowym. Oprócz dużej oporności wejściowej [illegible] wzmocnienia bliskiego jedności, [illegible] jak np. również [illegible] napięcia, [illegible] w układach impulsowych.

[illegible]

wzmacniacze tranzystorowe, co pozwala uniknąć stosowania układów neutralizujących. Wtórniki katodowe, pracujące w układzie kaskadowym, wyróżniają się opornościami wejściowymi dochodzącymi do kilkudziesięciu megaomów. Kaskodowe wtórniki emiterowe zachowują też właściwość przenoszenia impulsów obu znaków do obciążeń pojemnościowych bez zniekształceń, która to właściwość charakteryzuje lampowe wtórniki katodowe.

W niniejszej broszurze rozpatrzono własności różnych wzmacniaczy kaskodowych, podano metody ich obliczania oraz niektóre układy praktyczne. W drugim wydaniu rozszerzono rozdział poświęcony kaskodowym wtórnikom katodowym, wprowadzono rozdział o wzmacniaczach z dynamicznym obciążeniem anodowym, podano przykłady zastosowania tranzystorów w układach wzmacniaczy kaskodowych.

Przy opracowywaniu książki wykorzystano szeroko materiały publikowane zarówno w literaturze krajowej, jak i zagranicznej.

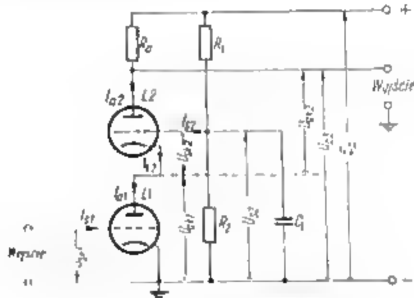
Autorzy

Rozdział pierwszy

ANALIZA I OBLICZANIE WZMACNIACZY KASKODOWYCH

1. UKŁAD PODSTAWOWY KASKODY

Cechą charakterystyczną wzmacniacza kaskodowego przedstawionego na rys. 1 jest bezpośrednie połączenie anody pierwszej triody *L1*, pracującej jako wzmacniacz z uziemioną katodą, z katodą drugiej triody *L2*, której siatka jest uziemiona dla prądów zmiennych poprzez kondensator C_1. Napięcie wejściowe U_{we} doprowadza się do siatki triody *L1*. Obciąbiążeniem anodowym tej triody jest oporność wejściowa od strony katody lampy *L2*. Wzmocnione napięcie sygnału pobiera się z opornika anodowego R_a, znajdującego się w obwodzie anodowym lampy *L2*. Podobnie jak w zwykłym wzmacniaczu, obciążeniem anodowym może być tu zarówno opornik dołączony bezpośrednio lub poprzez transformator, jak i obwód rezonansowy.



Rys. 1. Podstawowy układ wzmacniacza kaskodowego

Niezbędne napięcie polaryzacji siatki lampy *L2* doprowadza się z dzielnika napięcia, utworzonego przez oporniki R_1 i R_2. W wyniku stałości potencjału na siatce lampy *L2* zmiany potencjału katody tej lampy są ograniczone. Zatem lampa *L1* pracuje przy prawie stałym potencjale anody.

Ta właśnie okoliczność tworzy warunki uzyskania dużego wzmocnienia na triodach, z których zbudowany jest wzmacniacz kaskodowy, wzmocnienia, zbliżonego pod względem wartości do osiąganego przy zastosowaniu pentod. Zastosowanie triod pozwala uniknąć tak istotnej wady wzmacniacza pentodowego, jaką jest duży poziom szumów własnych.

2. WYZNACZANIE PARAMETRÓW ZASTĘPCZYCH WZMACNIACZA KASKODOWEGO

W celu wyznaczenia parametrów zastępczych wzmacniacza kaskodowego wykorzystamy równanie dla składowej zmiennej prądu anodowego triody, pracującej w liniowym zakresie charakterystyki:

$$\dot I_a = S_a \dot U_{sk} + \frac{1}{\varrho_a}\dot U_{ak} \qquad (1)$$

gdzie: $\dot I_a$ — składowa zmienna prądu anodowego,
$\dot U_{sk}$ — napięcie zmienne między siatką i katodą triody,
$\dot U_{ak}$ — napięcie zmienne między anodą i katodą triody,
S_a — nachylenie charakterystyki,
ϱ_a — oporność wewnętrzna triody.

Zgodnie z tym równaniem składowa zmienna prądu anodowego lampy *L1* wzmacniacza kaskodowego określona będzie równaniem:

$$\dot I_{a1} = S_{a1}\dot U_{sk1} + \frac{1}{\varrho_{a1}}\dot U_{ak1} \qquad (2)$$

a dla lampy *L2* — równaniem:

$$\dot I_{a2} = S_{a2}(-\dot U_{ak1}) - \frac{1}{\varrho_{a2}}(\dot I_{a2} R_a + \dot U_{ak1}) \qquad (3)$$

Znak minus w pierwszym składniku równania (3) oznacza, że sygnał doprowadzony jest do katody lampy *L2*; minus w drugim składniku równania (3) otrzymuje się stąd, że wyrażenie dla wartości chwilowej napięcia u_{ak2} lampy *L2* ma postać:

$$u_{ak2} = E_a - i_{a2} R_a - u_{ak1}$$

Napięcie zasilania anody E_a nie ma składowej zmiennej, a zatem nie ma wpływu na składową zmienną prądu anodowego triody. Składnik ten można więc opuścić. Wówczas wyrażenie dla $\dot U_{ak2}$, które należy podstawić do drugiego członu wyrażenia (3), przyjmuje postać:

$$\dot U_{ak2} = -(\dot I_{a2} R_a + \dot U_{ak1})$$

Znajdziemy wartość $\dot U_{ak1}$ z równania (2). Dalsze obliczenia prowadzone będą w założeniu, że przy wszelkich zmianach napięcia wejściowego nie płyną prądy siatki żadnej z lamp*). W wyniku tego $\dot I_{a1} = \dot I_{a2} = \dot I_a$ i można napisać:

$$\dot U_{ak1} = \dot I_a \varrho_{a1} - S_{a1}\dot U_{sk1}\varrho_{a1}$$

Podstawiając powyższe wyrażenie do równania (3) otrzymuje się:

$$\dot I_a = S_{a2}(\varrho_{a1} S_{a1}\dot U_{sk1} - \dot I_a \varrho_{a1}) - \frac{1}{\varrho_{a2}}(\dot I_a R_a + \dot I_a \varrho_{a1} - \varrho_{a1} S_{a1}\dot U_{sk1})$$

Wynika stąd, że składowa zmienna prądu anodowego wzmacniacza kaskodowego zbudowanego na lampach *L1* i *L2*, jest równa:

$$\dot I_a = \frac{\varrho_{a1} S_{a1}(\varrho_{a2} S_{a2}+1)\dot U_{sk1}}{R_a + \varrho_{a1}(K_{a2}+1) + \varrho_{a2}}$$

Przekształcimy to wyrażenie, wykorzystując znany związek między parametrami triody $K_a = \varrho_a S_a$:

$$\dot I_a = \frac{K_{a1}(K_{a2}+1)\dot U_{sk1}}{R_a + \varrho_{a1}(K_{a2}+1) + \varrho_{a2}} \qquad (4)$$

Otrzymane wyrażenie jest analogiczne pod względem swojej struktury do wyrażenia wiążącego składową zmienną prądu anodowego z wejściowym napięciem sygnału w zwykłym wzmacniaczu triodowym, którego układ podstawowy oraz schemat zastępczy przedstawiono na rys. 2. Dla takiego układu:

$$\dot I_a = \frac{K_a \dot U_{sk}}{R_a + \varrho_a}$$

Porównanie rozpatrywanych równań pozwala wyciągnąć wniosek, że dla wzmacniacza kaskodowego słuszny jest schemat zastępczy jak dla zwykłego wzmacniacza triodowego, w którym parametry statyczne triody zastąpiono zastępczymi parametrami statycznymi wzmacniacza kaskodowego. Na schemacie przedstawionym na rys. 3 zastępczy współczynnik amplifikacji jest równy:

$$K_{ac} = K_{a1}(K_{a2}+1) \qquad (5)$$

natomiast wyrażenie dla zastępczej oporności wewnętrznej ma postać:

$$\varrho_{ac} = \varrho_{a1}(K_{a2}+1) + \varrho_{a2} \qquad (6)$$

*) Zakłada się również, że wpływ pojemności międzyelektrodowych jest do pominięcia — przyp. tłum.

Ze związku między parametrami statycznymi wyznacza się również zastępcze nachylenie charakterystyki wzmacniacza kaskodowego:

$$S_{ez} = \frac{K_{ez}}{\varrho_{ez}} = \frac{K_{e1}(K_{e2}+1)}{\varrho_{e1}(K_{e2}+1)+\varrho_{e2}}$$

Dzieląc licznik i mianownik przez ϱ_{e1}, można przekształcić wyrażenie dla zastępczego nachylenia charakterystyki w następujący sposób:

$$S_{ez} = S_{e1}\frac{K_{e1}+1}{K_{e2}+1+\frac{\varrho_{e2}}{\varrho_{e1}}} \tag{7}$$

Najczęściej we wzmacniaczach kaskodowych stosuje się albo podwójne triody, albo dwie triody pojedyncze o jednakowych charakterystykach.

Rys. 2. Układ wzmacniacza triodowego obciążonego opornością czynną
a — schemat zasadniczy, b — schemat zastępczy

Rys. 3. Schemat zastępczy wzmacniacza kaskodowego

W tym przypadku wzory (5), (6) i (7) dla zastępczych parametrów wzmacniacza kaskodowego będą mieć odpowiednio następującą postać:

$$K_{ez} = K_e(K_e+1)$$

$$\varrho_{ez} = \varrho_e(K_e+2)$$

$$S_{ez} = S_e\frac{K_e+1}{K_e+2}$$

lub w przybliżeniu:

$$K_{ez} \approx K_e^2$$

$$\varrho_{ez} \approx \varrho_e K_e$$

$$S_{ez} \approx S_e$$

Ostatnie wyrażenia najwyraźniej wskazują na różnicę między zastępczymi parametrami statycznymi wzmacniacza kaskodowego a parametrami statycznymi zwykłej triody.

Na podstawie otrzymanych wyrażeń dla zastępczych parametrów wzmacniacza kaskodowego można porównać ilościowo wzmacniacz kaskodowy na triodach ze wzmacniaczem pentodowym. Wielkość zastępczego współczynnika amplifikacji kaskody równa jest iloczynowi współczynników amplifikacji zastosowanych triod. W przypadku jednakowych triod jest ona równa kwadratowi współczynnika amplifikacji triody. Zwykle dla triod wzmacniających wartość K_e waha się w granicach od 20 do 100. Zatem możliwe wartości K_{ez} mogą zawierać się w granicach od 400 do 10 000. Mniej więcej w tych samych granicach leży również wielkość współczynnika amplifikacji pentody.

Zastępcza oporność wewnętrzna kaskody jest większa od oporności wewnętrznej pierwszej triody około K_{e2}-krotnie. Ponieważ dla większości triod wzmacniających oporność wewnętrzna zawiera się w granicach od 4 do 120 kΩ, to wzmacniacz kaskodowy może mieć oporność wewnętrzną od 80 kΩ do 12 MΩ. Pentody mają ϱ_e od 10 kΩ do 2,5 MΩ. Tak więc, również pod tym względem obserwuje się podobieństwo wzmacniacza kaskodowego do pentodowego, przy czym górna granica ϱ_e jest nawet wyższa we wzmacniaczu kaskodowym niż w pentodowym. Ta ostatnia okoliczność pozwala wykorzystać kaskodę do otrzymania bardzo dużego wzmocnienia w układach wąskopasmowych.

Wartość zastępczego nachylenia charakterystyki wzmacniacza kaskodowego jest mniej więcej równa wartości nachylenia pierwszej triody. Jak wynika z równania (7), nawet przy zastosowaniu we wzmacniaczu kaskodowym dwóch różnych triod, których oporności wewnętrzne różnią się kilkakrotnie, zastępcze nachylenie charakterystyki będzie się nieznacznie różnić od S_{e1} przy dostatecznie dużych wartościach K_{e2}. Wartość nachylenia charakterystyki nowoczesnych triod wzmacniających jest różna i w niektórych typach osiąga 45 $\frac{\text{mA}}{\text{V}}$. Pentody mają nachylenie do 30 $\frac{\text{mA}}{\text{V}}$. Należy zauważyć, że nierzadko stosuje się we wzmacniaczach kaskodowych pentody w połączeniu triodowym, przy czym nachylenie charakterystyki jest wówczas o 20—30% większe niż przy połączeniu pentodowym. Wzrost nachylenia charakterystyki pentody w połączeniu triodowym tłumaczy się tym, że w tym przypadku prąd siatki ekranowej wykorzystywany jest w obwodzie obciążenia anodowego. Tak więc, przy zastosowaniu we wzmacniaczu kaskodowym dwóch pentod w połączeniu triodowym, zastępcze nachylenie charakterystyki wzmacniacza może przewyższać o 20—30% nachylenie pentody.

Z przytoczonej analizy widać, że statyczne parametry wzmacniacza kaskodowego albo odpowiadają statycznym parametrom pentody, albo przewyższają je. Przy tym wzmacniacz kaskodowy ma tak ważną zaletę w stosunku do pentody jak znacznie mniejszy poziom szumów. W dalszym

ciągu zostanie wykazane, że szumy własne wzmacniacza kaskodowego są mniej więcej równe szumom jednej triody, które są 3—5 razy mniejsze od szumów pentody, mającej takie samo nachylenie charakterystyki.

3. WZMOCNIENIE KASKODY

Wzmocnienie napięciowe wzmacniacza kaskodowego określa się jako stosunek napięcia zmiennego na oporności obciążenia anodowego R_a triody $L2$ do napięciu zmiennego sygnału wejściowego $\dot{U}_{s1}$, doprowadzonego do siatki lampy $L1$:

$$\hat{k}_u = \frac{\dot{U}_{a2}}{\dot{U}_{s1}}$$

Podstawiając za $\dot{U}_{a2}$ jego wyrażenie w zależności od składowej zmiennej prądu anodowego wzmacniacza kaskodowego [równanie (4)], otrzymuje się następujące wyrażenie dla wzmocnienia układu w zależności od parametrów triod, tworzących kaskodę, oraz od parametrów równoważnych kaskody:

$$\dot{U}_{a2} = \dot{I}_a R_a$$

$$\hat{k}_u = \frac{K_{a1}(K_{a2}+1)R_a}{R_a + \varrho_{a1}(K_{a2}+1)+\varrho_{a2}} \tag{8}$$

$$\hat{k}_u = \frac{K_{ae}R_a}{R_a + \varrho_{ae}} \tag{9}$$

Dzieląc licznik i mianownik prawej części równania (9) przez R_a, otrzymamy następujące wyrażenie dla wzmocnienia układu:

$$\hat{k}_u = \frac{K_{ae}}{1+\dfrac{\varrho_{ae}}{R_a}} \tag{10}$$

Z wyrażenia tego widać, że przy spełnieniu warunku $R_a \gg \varrho_{ae}$ wzmocnienie układu wzmacniacza kaskodowego staje się bliskie wartości współczynnika amplifikacji kaskody. W warunkach rzeczywistych bardzo trudno zrealizować tę maksymalną wartość wzmocnienia.

We wzmacniaczach małej częstotliwości zwiększenie oporności anodowej obciążenia wiąże się zwykle z koniecznością zwiększenia niezbędnego napięcia anodowego E_a. Jest to konieczne do utrzymania wybranego położenia punktu pracy, a więc i wszystkich statycznych parametrów wzmacniacza. Jednakże konieczność ta powstaje w tej samej mierze również we wzmacniaczach pentodowych.

W selektywnych wzmacniaczach rezonansowych wartość R_0, reprezentująca oporność dynamiczną obwodu rezonansowego, ograniczona jest osiągalną wartością dobroci obwodu*).

Z powyższego wynika, że w układach selektywnych wzmacniacze kaskodowe umożliwiają uzyskanie bardzo dużego wzmocnienia.

W szerokopasmowych wzmacniaczach kaskodowych spełniony jest zazwyczaj warunek $R_a \ll \varrho_{ae}$. W tym przypadku wygodniej jest stosować wzór na wzmocnienie układu, otrzymany przez podzielenie licznika i mianownika prawej strony wyrażenia (9) przez ϱ_{ae}:

$$\hat{k}_u = \frac{S_{ae}R_a}{1+\dfrac{R_a}{\varrho_{ae}}} \tag{11}$$

Ponieważ wartość R_a jest mała w porównaniu z ϱ_{ae}, to w wyrażeniu (11) można pominąć wyraz $\dfrac{R_a}{\varrho_{ae}}$. Wówczas wzmocnienie będzie równe:

$$\hat{k}_u \approx S_{ae} R_a \tag{12}$$

Wyrażenie to jest dobrze znane z teorii wzmacniaczy pentodowych, dla których zwykle spełniony jest warunek $R_a \ll \varrho_a$. Z wyrażenia (7) wynika, że nachylenie charakterystyki kaskody zależy przede wszystkim od nachylenia charakterystyki pierwszej triody. Oznacza to, że w celu uzyskania w szerokopasmowym wzmacniaczu kaskodowym jak największego wzmocnienia, należy wybierać jako lampę $L1$ triodę o możliwie największym nachyleniu charakterystyki. Przy okazji warto zauważyć, że zwykle im większe jest nachylenie charakterystyki triody, tym mniejsze są jej szumy własne, co ma często decydujące znaczenie we wzmacniaczach szerokopasmowych.

4. STABILNOŚĆ WZMACNIACZA KASKODOWEGO

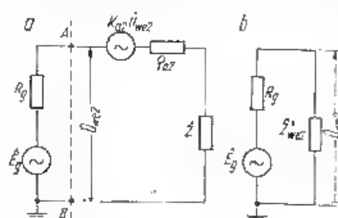
Jedną z najważniejszych cech każdego wzmacniacza, a zwłaszcza wzmacniacza wielkiej częstotliwości, jest jego stabilność. Rozpatrzmy dla przykładu rezonansowy wzmacniacz kaskodowy, który zawiera na wejściu i na wyjściu obwody rezonansowe.

Przy analizie zagadnienia stabilności ma się zazwyczaj na uwadze możliwość sprzężenia wyjścia z wejściem przez pojemności pasożytnicze lamp. Istnieje również wiele innych możliwości sprzężeń, ale można ich uniknąć przez odpowiedni montaż i konstrukcję.

Rozpatrzymy stabilność wzmacniacza z uziemioną siatką i wzmacniacza z uziemioną katodą oddzielnie, ale z uwzględnieniem ich wzajemnego wpływu w układzie kaskody. Należy zatrzymać się na pewnych właści-

*) Wartość R_0 ograniczona jest również stosunkiem I/U. Należy ponadto uwzględniać ograniczenie R_a związane ze sprzężeniami zwrotnymi — przyp. tłum.

wościach wzmacniacza z uziemioną siatką. Jego schemat zastępczy przedstawiono na rys. 4a. Źródło sygnału o zastępczej SEM równej $\hat{E}_g$ i zastępczej oporności wewnętrznej R_g dołączone jest do katody lampy wzmacniacza (punkt A). Trioda zastąpiona jest równoważną SEM, równą $K_{a2}\dot{U}_{we2}$ i opornością wewnętrzną ϱ_{a2}, przy czym równoważna SEM triody i napięcie $\dot{U}_{we2}$ są w fazie. Na rys. 4b przedstawiono schemat zastępczy obwodu wejściowego triody, na którym $\hat{Z}'_{we2}$ oznacza impedancję wejściową prawej części schematu zastępczego, przedstawionego na rys. 4a (na prawo od punktów AB). Oczywiście, napięcie $\dot{U}_{we2}$, doprowadzane do katody triody, zależy od stosunku oporności R_g do $\hat{Z}'_{we2}$. Ze schematu zastępczego wynika, że



Rys. 4. Schemat zastępczy wzmacniacza z uziemioną siatką

a — pełny schemat zastępczy, b — schemat zastępczy bez obwodu wejściowego

$$\dot{U}_{we2} = \dot{I}_a \hat{Z}'_{we2}. \qquad (13)$$

Z drugiej strony z rys. 4a widać, że

$$\dot{I}_a = \frac{\dot{U}_{we2} + K_{a2}\dot{U}_{we2}}{\varrho_{a2} + \hat{Z}} \qquad (14)$$

Podstawiając to wyrażenie do wzoru (13) otrzymamy:

$$\dot{U}_{we2} = \frac{\dot{U}_{we2} + K_{a2}\dot{U}_{we2}}{\varrho_{a2} + \dot{Z}} \cdot \hat{Z}'_{we2}$$

Skąd

$$\hat{Z}'_{we2} = \frac{\dot{Z} + \varrho_{a2}}{1 + K_{a2}} \qquad (15)$$

Z ostatniego wyrażenia widać, że impedancja wejściowa wzmacniacza z uziemioną siatką zależy od impedancji obciążenia, tzn. we wzmacniaczu takim istnieje wewnętrzne sprzężenie zwrotne.

We wzorze (15) impedancja obwodu wyjściowego $\dot{Z}$ zależy w następujący sposób od rozstrojenia obwodu:

$$\hat{Z} = \frac{\varrho_2}{d_2 + j\nu}$$

gdzie:

$\varrho_2 = \frac{1}{\omega_0 C_2}$ — oporność charakterystyczna obwodu,

C_2 — całkowita pojemność obwodu.

ν — względne odstrojenie od częstotliwości rezonansowej obwodu:

$$\nu = \frac{f - f_0}{f_0}$$

gdzie:

f — częstotliwość sygnału,

f_0 — częstotliwość rezonansowa obwodu.

We wzorze dla $\hat{Z}$ licznik i mianownik można pomnożyć przez wielkość zespoloną sprzężoną mianownika $d_2 - j\nu$, otrzymamy wówczas oddzielnie składową czynną (rezystancję) $R(\nu)$ i składową bierną (reaktancję) $jX(\nu)$ impedancji:

$$\hat{Z} = \frac{\varrho_2(d_2 - j\nu)}{d_2^2 + \nu^2} = R(\nu) + jX(\nu)$$

gdzie:

$$R(\nu) = \frac{\varrho_2 d_2}{d_2^2 + \nu^2}; \qquad jX(\nu) = -j\frac{\varrho_2 \nu}{d_2^2 + \nu^2}$$

Zależność tych oporności od rozstrojenia obwodu podano na rys. 5a. Przy rezonansie ($\nu = 0$) impedancja obwodu $\hat{Z}$ jest równa oporności $R_0 = \frac{\varrho_2}{d_2}$.

Impedancja wejściowa wzmacniacza z uziemioną siatką $\hat{Z}'_{we2}$ również ma składowe czynną i bierną, które można znaleźć, przedstawiając wzór (15) w następujący sposób:

$$\hat{Z}'_{we2} \approx \frac{1}{S_{a2}} + \frac{R(\nu)}{1 + K_{a2}} + j\frac{X(\nu)}{1 + K_{a2}} = R'_{we2}(\nu) + jX'_{we2}(\nu)$$

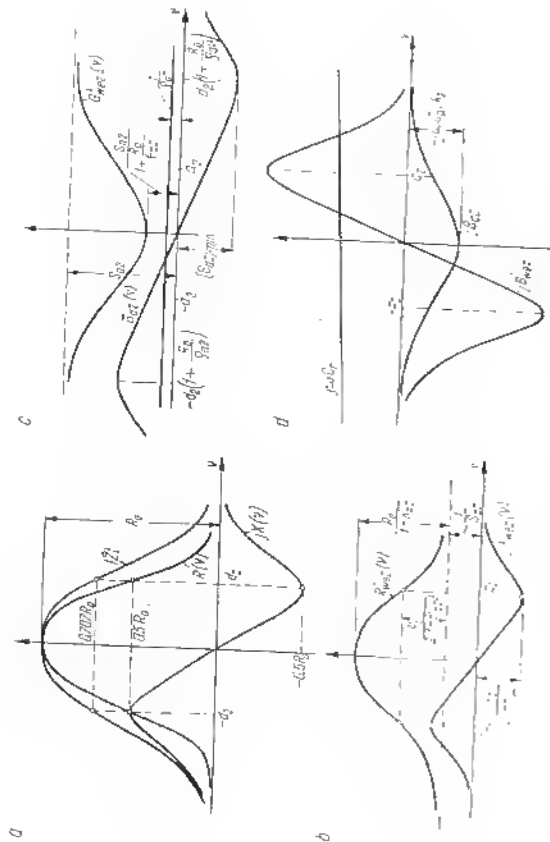
Powyższe składowe impedancji wejściowej pokazano na rys. 5b. Składowe te są równe:

$$R'_{we2}(\nu) = \frac{1}{S_{a2}} + \frac{R(\nu)}{1 + K_{a2}}$$

$$jX'_{we2}(\nu) = j\frac{X(\nu)}{1 + K_{a2}}$$

Składową czynną można przedstawić w następujący sposób:

$$R'_{we2}(\nu) \approx \frac{1 + \frac{R(\nu)}{\varrho_{a2}}}{S_{a2}}$$



[illegible] przewodności różnych gałęzi wzmacniacza kaskodowego od rozstrojenia wyjściowego [illegible]

Przy $R_g \ll \varrho_{a2}$ otrzymamy $R'_{we2} \approx \frac{1}{S_{a2}}$, ale zwykle R_0 jest porównywalne z ϱ_{a2} i dlatego pełne pojęcie o oporności wejściowej wzmacniacza daje rys. 5b.

Ze względu na to, że oporność wejściowa wzmacniacza jest mała, małe jest również jego wzmocnienie mocy. W tych przypadkach, gdzie zależy na niskim poziomie szumów własnych, ograniczeniem zastosowania samego wzmacniacza z uziemioną siatką jest okoliczność, że przy małym wzmocnieniu mocy dużą rolę odgrywają szumy następnych stopni (patrz § 8). Mała wartość oporności wejściowej ogranicza również zakres zastosowania wzmacniaczy z uziemioną siatką w tych przypadkach, gdy na wejściu ma się znajdować obwód stosunkowo selektywny. Jednakże na częstotliwościach zakresu UKF wzmacniacze z uziemioną siatką znalazły dosyć szerokie zastosowanie wskutek swojej dużej stabilności.

Jak wykazano uprzednio, oporność wyjściowa wzmacniacza kaskodowego jest równa:

$$\varrho_{ak} = \varrho_{a2} + \varrho_{a1}(1+K_{a2})$$

Można wyprowadzić analogiczne wyrażenie na oporność wyjściową wzmacniacza z uziemioną siatką, którego schemat zastępczy przedstawiono na rys. 4:

$$R_{wy} = \varrho_{a2} + R_g(1+K_{a2})$$

W przypadku zastosowania w układzie kaskody wzmacniacza z uziemioną siatką $R_g = \varrho_{a1}$.

Tak więc, oporność wejściowa wzmacniacza z uziemioną siatką zależy od oporności obciążenia, natomiast oporność wyjściowa zależy od oporności wewnętrznej źródła sygnału R_g.

Wzmocnienie napięciowe wzmacniacza z uziemioną siatką jest równe:

$$\hat{k}_{a2} = \frac{\dot{U}_{wy2}}{\dot{U}_{we2}}$$

gdzie $\dot{U}_{wy2}$ — napięcie na wyjściu wzmacniacza z uziemioną siatką.

Ponieważ $\dot{U}_{wy2} = \dot{I}_a \dot{Z}$, to uwzględniając zależność (14) otrzymamy następujący wzór na wzmocnienie:

$$\hat{k}_{a2} = \frac{(1+K_{a2})\dot{Z}}{\varrho_{a2}+\dot{Z}} \quad \text{lub} \quad \hat{k}_{a2} \approx \frac{S_{a2}\dot{Z}}{1+\frac{\dot{Z}}{\varrho_{a2}}}$$

Wyrażenie to prawie się nie różni od wyrażenia na wzmocnienie wzmacniacza z uziemioną katodą, ponieważ zazwyczaj

$$1+K_{a2} \approx K_{a2}$$

Rozpatrzymy problem stabilności. We wzmacniaczu z uziemioną siatką pojemnością sprzęgającą wyjście z wejściem jest pojemność C_{ak}. Wartość jej jest dla triod wzmacniających stosunkowo duża. Zwykle jest ona tylko kilkakrotnie mniejsza od pojemności C_{as}. Jedynie w specjalnych triodach dyskowych, stosowanych na falach decymetrowych, wartość tej pojemności jest znacznie mniejsza. Tym niemniej wzmacniacze z uziemioną siatką, zbudowane nawet na zwykłych lampach, są bardzo stabilne. Przyczyną tego jest również i to, że całkowita oporność dla prądu zmiennego obwodu katodowego względem ziemi jest bardzo mała i dlatego napięcie na tej oporności, doprowadzone poprzez pojemność C_{ak}, jest również bardzo małe.

Wpływ pojemności C_{ak} równoważny jest istnieniu pewnej przewodności zespolonej między katodą i siatką lampy — dynamicznej admitancji wejściowej.

Przez pojemność C_{ak} płynie prąd:

$$\hat{I}_{c2} = \hat{U}_{ak} j\omega C_{ak}$$

gdzie $\hat{U}_{ak}$ jest napięciem między anodą a katodą.

Napięcie $\hat{U}_{ak}$ jest równe:

$$\hat{U}_{ak} = \hat{U}_{we2} - \hat{U}_{wy2}$$

Napięcie wyjściowe $\hat{U}_{wy2}$ związane jest z napięciem wejściowym $\hat{U}_{we2}$ wzmocnieniem $\hat{K}_{u2}$. Dlatego można napisać:

$$\hat{U}_{wy2} = \hat{U}_{we2} \frac{(1+K_{a2})\hat{Z}}{\varrho_{a2}+\hat{Z}} \approx \hat{U}_{we2} \frac{S_{a2}\hat{Z}}{1+\frac{\hat{Z}}{\varrho_{a2}}}$$

Uwzględniając powyższe, prąd płynący przez pojemność C_{ak} będzie równy:

$$\hat{I}_{c2} = j\omega C_{ak} \hat{U}_{we2} \left(1 - \frac{S_{a2}\hat{Z}}{1+\frac{\hat{Z}}{\varrho_{a2}}}\right)$$

Prądowi $\hat{I}_{c2}$ odpowiada określona admitancja

$$\hat{Y}''_{we2} = \frac{\hat{I}_{c2}}{\hat{U}_{we2}} = j\omega C_{ak} - j\omega C_{ak} S_{a2} \frac{\hat{Z}}{1+\frac{\hat{Z}}{\varrho_{a2}}} = j\omega C_{ak} + \hat{Y}_{d2} \qquad (16)$$

Pierwszy składnik prawej strony równania przedstawia sobą przewodność stałej pojemności C_{ak}, która dodaje się do pojemności wejściowej. Drugi składnik przedstawia sobą zespoloną dynamiczną przewodność (admitancję) wejściową, zawierającą składowe czynną i bierną:

$$\hat{Y}_{d2}(\nu) = G_{d2}(\nu) + jB_{d2}(\nu)$$

gdzie:

$\hat{Y}_{d2}$ — zespolona dynamiczna admitancja wejściowa wzmacniacza z uziemioną siatką,

G_{d2} — składowa czynna,

B_{d2} — składowa bierna.

Rozpisując wyrażenie dla $\hat{Z}$, otrzymamy:

$$\hat{Y}_{d2} = -j\omega C_{ak} S_{a2} \frac{\varrho_2}{\left[1+\frac{\varrho_2}{\varrho_{a2}(d_2+j\nu)}\right](d_2+j\nu)}$$

lub

$$\hat{Y}_{d2} = -j\omega C_{ak} S_{a2}\varrho_2 \frac{1}{d_2\left(1+\frac{R_0}{\varrho_{a2}}\right)+j\nu}$$

Pomnożymy licznik i mianownik tego wyrażenia przez wielkość sprzężoną $d_2\left(1+\frac{R_0}{\varrho_{a2}}\right)-j\nu$. Wówczas:

$$\hat{Y}_{d2} = -j\omega C_{ak} S_{a2}\varrho_2 \frac{d_2\left(1+\frac{R_0}{\varrho_{a2}}\right)-j\nu}{d_2^2\left(1+\frac{R_0}{\varrho_{a2}}\right)^2+\nu^2}$$

Można teraz zapisać oddzielnie składowe czynną i bierną dynamicznej admitancji wejściowej:

$$\left.\begin{aligned} G_{d2}(\nu) &= -\omega C_{ak} S_{a2}\varrho_2 \frac{\nu}{d_2^2\left(1+\frac{R_0}{\varrho_{a2}}\right)^2+\nu^2} \\ jB_{d2}(\nu) &= -j\omega C_{ak} S_{a2}\varrho_2 \frac{d_2\left(1+\frac{R_0}{\varrho_{a2}}\right)}{d_2^2\left(1+\frac{R_0}{\varrho_{a2}}\right)^2+\nu^2} \end{aligned}\right\} \qquad (17)$$

Składowa czynna dynamicznej admitancji wejściowej może przybierać wartości zarówno dodatnie, jak i ujemne, w zależności od charakteru rozstrojenia (znaku ν). Przy $\nu < 0$ (częstotliwość wzmacniana jest mniejsza od częstotliwości rezonansowej obwodu, tzn. impedancja obwodu ma cha-

rakter indukcyjny) $G_{d2} > 0$ i obwód wejściowy lampy $L2$ jest dodatkowo tłumiony, tzn. ma miejsce przypadek ujemnego sprzężenia zwrotnego. Przy $\nu > 0$, $G_{d2} < 0$ i straty w obwodzie wejściowym lampy $L2$ kompensują się w wyniku sprzężenia zwrotnego przez pojemność C_{ak}, które to sprzężenie ma w tym przypadku charakter dodatniego sprzężenia zwrotnego. Jeśli wypadkowa przewodność obwodu wejściowego lampy $L2$ stanie się przy jakiejkolwiek wartości rozstrojenia ν ujemna, to może nastąpić wzbudzenie się układu*).

Przeanalizujemy charakter sumarycznej przewodności czynnej obwodu wejściowego lampy $L2$.

Na rysunku 5c przedstawiono wszystkie składowe tej przewodności. Przewodność G'_{we2} określają wielkości R'_{we2} i jX'_{we2} (rys. 5b) i można ją znaleźć ze wzoru:

$$G'_{we2}(\nu) = \frac{R'_{we2}(\nu)}{R'^2_{we2}(\nu)+X'^2_{we2}(\nu)}$$

Na rys. 5c przedstawiono również przewodność lampy $L1$; zwykle można ją pominąć, ponieważ $\frac{1}{\varrho_{a1}} \ll G'_{we2}$. Na tym samym rysunku przedstawiono zależność składowej czynnej przewodności wejściowej od rozstrojenia. Minimalną wartość osiąga przewodność G_{d2} przy rozstrojeniu obwodu wyjściowego równym $\nu = d_2\left(1+\frac{R_0}{\varrho_{a2}}\right)$.

Podstawiając tę wartość ν do wzoru (17) stwierdzimy, że minimalna wartość składowej rzeczywistej przewodności dynamicznej jest równa:

$$(G_{d2})_{min} = -\omega C_{ak} S_{a2}\varrho_2 \frac{1}{2d_2\left(1+\frac{R_0}{\varrho_{a2}}\right)}$$

Należy zauważyć, że przy $\frac{R_0}{\varrho_{a2}} \ll 1$ wielkość $G_{we2} \approx S_{a2}$, natomiast minimum przewodności dynamicznej $(G_{d2})_{min}$ występuje przy $\nu = d_2$.

Ze wzrostem stosunku $\frac{R_0}{\varrho_{a2}}$ wielkość G_{we2} zmniejsza się, a położenie minimum $(G_{d2})_{min}$ przesuwa się wzdłuż osi ν w prawo. Przewodność G'_{we2} jest zawsze dodatnia, natomiast przewodność $(G_{d2})_{min}$ jest zawsze ujemna.

Dlatego chociaż minimum sumarycznej przewodności może mieć miejsce dla częstotliwości rezonansowej, odpowiadającej minimum przewodności G'_{we2}, to jednak wartość sumarycznej przewodności jest w tym punkcie zawsze większa od zera.

*) Warunek ten jest warunkiem koniecznym lecz niewystarczającym do wzbudzenia się układu — przyp. tłum.

Największe niebezpieczeństwo wzbudzenia występuje przy rozstrojeniu $\nu = d_2\left(1+\frac{R_0}{\varrho_{a2}}\right)$, odpowiadającym minimum funkcji $G_{d2}(\nu)$. Tej wartości rozstrojenia odpowiada zawsze płaski odcinek krzywej $G'_{we2}(\nu)$. Zwykle wartość R_0 jest albo mniejsza od ϱ_{a2}, albo jest z nią porównywalna. W tym przypadku można przyjąć, że przy rozstrojeniu $\nu = d_2\left(1+\frac{R_0}{\varrho_{a2}}\right)$:

$$G'_{we2} = S_{a2}$$

Przy omówionych założeniach warunek stabilności można więc zapisać w następujący sposób:

$$S_{a2}+(G_{d2})_{min} \geqslant 0$$

albo, podstawiając za $(G_{d2})_{min}$ jej wartość, otrzymamy:

$$S_{a2} \geqslant \omega C_{ak} S_{a2}\varrho_2 \frac{1}{2d_2\left(1+\frac{R_0}{\varrho_{a2}}\right)}$$

Ponieważ $\varrho_2 = R_0 d_2$, to nierówność powyższą można przekształcić w następujący sposób:

$$\omega C_{ak} \frac{S_{a2}R_0}{1+\frac{R_0}{\varrho_{a2}}} \leqslant 2S_{a2}$$

Ułamek w lewej części nierówności jest niczym innym, jak wzmocnieniem k_{a2} przy rezonansie (patrz powyżej). Dlatego warunek stabilności przyjmuje postać:

$$k_{a2} \leqslant \frac{2S_{a2}}{\omega C_{ak}}$$

Porównując to wyrażenie z powszechnie znanym warunkiem stabilności dla wzmacniacza z uziemioną katodą, zawierającym identyczne obwody rezonansowe na wejściu i na wyjściu

$$k_a \leqslant \sqrt{\frac{2S_a}{\omega C_{ag}}}$$

można dojść do wniosku, że przy tych samych wartościach pojemności C_{ak} i C_{ag} i przy tych samych wartościach nachylenia charakterystyki $S_{a2} = S_a$, wzmacniacz z uziemioną siatką może zapewnić większe stabilne wzmocnienie niż wzmacniacz z uziemioną katodą.

W szerszym pojęciu, pod stabilnością wzmacniacza z uziemioną siatką należy rozumieć nie tylko brak wzbudzenia, ale i brak wpływu sprzężenia

przez pojemność C_{as} na wartość i charakter przewodności wejściowej lampy $L2$. Dlatego wprowadza się pojęcie współczynnika stabilności k_s, który charakteryzuje, jak daleko dany wzmacniacz jest odległy od wzbudzenia.

Ostateczny wzór dla sprawdzenia wzmacniacza z uziemioną siatką, wchodzącego w skład wzmacniacza kaskodowego, będzie miał postać:

$$k_{u2} \leq \frac{2S_{a2}(1-k_s)}{\omega C_{ak}} \tag{18}$$

Zwykle przyjmuje się $k_s = 0{,}8 \div 0{,}9$. Oznacza to, że przewodność wejściowa zmieni się na skutek sprzężenia przez pojemność C_{ak} nie więcej niż o $10 \div 20\%$.

Przykład. Obliczmy dopuszczalne wzmocnienie wzmacniacza z uziemioną siatką, wchodzącego w skład wzmacniacza kaskodowego, zbudowanego na lampie 6H14П.

Dla lampy tej (patrz tabl. 1) $C_{ak} = 0{,}3$ pF, a S_{a1} i $S_{a2} = 6{,}8$ mA/V.

Częstotliwość rezonansową obwodu przyjmiemy równą 30 MHz. Przyjmiemy również współczynnik stabilności $k_s = 0{,}85$.

Wówczas

$$k_{u2} \leq \frac{2\cdot 6{,}8\cdot 10^{-3}(1-0{,}85)}{2\cdot 3{,}14\cdot 30\cdot 10^{6}\cdot 0{,}3\cdot 10^{-12}} = 37$$

Jest to stosunkowo duża wartość dopuszczalnego wzmocnienia na tej częstotliwości.

Rozpatrzmy teraz stabilność wzmacniacza z uziemioną katodą, wchodzącego w skład wzmacniacza kaskodowego. Na wejściu tego wzmacniacza znajduje się obwód rezonansowy, analogiczny do obwodu rezonansowego na wyjściu wzmacniacza z uziemioną siatką. Zależność oporności czynnej i biernej obwodu wejściowego od rozstrojenia będzie mieć postać przedstawioną na rys. 5a, z tą tylko różnicą, że przy innych wartościach tłumienia obwodu wejściowego d_1 i oporności charakterystycznej obwodu ϱ_1 zmieni się skala tych krzywych. Oporność dynamiczna tego obwodu wynosi:

$$R_{01} = \frac{\varrho_1}{d_1}$$

a przewodność dynamiczna

$$G_{01} = \frac{1}{R_{01}}$$

Obciążeniem wzmacniacza z uziemioną katodą będzie impedancja wejściowa $\hat{Z}_{we2}$ wzmacniacza z uziemioną siatką, która w ogólnym przypadku zawiera zarówno składową czynną R_{we2}, jak i składową bierną jX_{we2}.

Składowe te związane są z przewodnościami następującymi zależnościami:

$$R_{we2} = \frac{G_{we2}}{G_{we2}^2 + B_{we2}^2}; \qquad jX_{we2} = -\frac{jB_{we2}}{G_{we2}^2 + B_{we2}^2}$$

gdzie:

G_{we2} — sumaryczna przewodność czynna obwodu wejściowego lampy $L2$; można ją wyznaczyć zarówno graficznie z rys. 5c, jak i analitycznie: $G_{we2} = G'_{we2} + G_{d2}$, jeśli zamiast G'_{we2} i G_{d2} wstawić ich wyrażenia, podane uprzednio,

jB_{we2} — sumaryczna przewodność bierna obwodu wejściowego lampy $L2$; przewodność ta obejmuje również przewodność pojemności rozproszonych C_r, na które składają się: pojemność siatka-katoda C_{sk} lampy $L2$, pojemność anoda-katoda C_{ak} lampy $L2$, pojemność katoda-żarzenie $C_{kż}$ lampy $L2$, pojemność wyjściowa C_{wy} lampy $L1$ oraz pojemność montażu C_m.

Przewodność pochodząca od pojemności C_r jest równa $j\omega C_r$. Wyrażenie dla składowej biernej dynamicznej admitancji wejściowej wzmacniacza z uziemioną siatką jB_{d2} wyprowadzono poprzednio [patrz (17)]. Przewodność ta ma charakter indukcyjny. Składową bierną admitancji wejściowej, powstającą w wyniku ujemnego sprzężenia zwrotnego przez lampę we wzmacniaczu z uziemioną siatką, można wyrazić przez znane już zależności oporności wejściowych (czynnej R'_{we2} i biernej jX_{we2}), przedstawione na rys. 5b, następującym wzorem:

$$jB'_{we2} = -j\frac{X'_{we2}}{R'^2_{we2} + X'^2_{we2}}$$

W ten sposób sumaryczną składową bierną admitancji można przedstawić w postaci sumy:

$$jB_{we2} = j\omega C_r + jB_{d2} + jB'_{we2}$$

Wszystkie składowe tej przewodności przedstawiono na rys. 5d.

Impedancja wejściowa $\hat{Z}_{we2}$ wzmacniacza z uziemioną siatką może mieć różny charakter, zależnie od stosunku sumarycznej przewodności czynnej G_{we2} do sumarycznej przewodności biernej jB_{we2}. Ale co do modułu, impedancja $\hat{Z}_{we2}$ jest z reguły znacznie mniejsza od oporności wewnętrznej ϱ_{a1} pierwszej triody. Dlatego z dostateczną dokładnością wzmocnienie wzmacniacza z uziemioną katodą można wyrazić wzorem:

$$\hat{k}_{u1} \approx S_{a1}\hat{Z}_{we2}$$

Natężenie prądu płynącego przez pojemność C_{as} pierwszej lampy jest równe:

$$\dot{I}_{c1} = \dot{U}_{as}\cdot j\omega C_{as}$$

gdzie $\dot{U}_{as} = \dot{U}_{we1} - \dot{U}_{wy1}$ jest napięciem między anodą a siatką.

Uwzględniając, że we wzmacniaczu z uziemioną katodą znak napięcia na anodzie zmienia się na przeciwny, można napisać, że:

$$\dot{U}_{wy1} = -\dot{U}_{we1}\cdot\hat{k}_{u1} = -\dot{U}_{we1}S_{a1}\hat{Z}_{we2}$$

a wówczas:

$$\hat{I}_{e1} = j\omega C_{as} \hat{U}_{we1}(1 + S_{e1} \hat{Z}_{we2})$$

Prądowi $\hat{I}_{e1}$ odpowiada przewodność:

$$\hat{Y}'_{we1} = \frac{\hat{I}_{e1}}{\hat{U}_{we1}} = j\omega C_{as} + j\omega C_{as} S_{a1} \hat{Z}_{we2} = j\omega C_{as} + \hat{Y}_{d1}$$

Pierwszy składnik prawej strony równania jest przewodnością stałej pojemności C_{as}, która dodaje się do pojemności obwodu wejściowego. Drugi składnik reprezentuje dynamiczną admitancję wejściową $\hat{Y}_{d1}$, zawierającą składowe czynną G_{d1} i bierną jB_{d1}, tj.

$$\hat{Y}_{d1}(\nu) = G_{d1}(\nu) + jB_{d1}(\nu)$$

Przedstawiając impedancję $\hat{Z}_{we2}$ w postaci $\hat{Z}_{we2} = R_{we2} + jX_{we2}$, można zapisać oddzielnie składową czynną i bierną dynamicznej przewodności wejściowej:

$$G_{d1}(\nu) = -\omega C_{as} S_{a1} X_{we2}(\nu); \quad jB_{d1}(\nu) = j\omega C_{as} S_{e1} R_{we2}(\nu)$$

Przewodność bierna $jB_{d1}(\nu)$ ma zawsze charakter pojemnościowy, tzn. do pojemności obwodu wejściowego dodaje się na skutek sprzężenia przez pojemność C_{as} jeszcze pewna dynamiczna pojemność wejściowa $C_{as} S_{e1} R_{we2} (\nu)$.

Ponieważ

$$jX_{we2} = -j \frac{B_{we2}}{G^2_{we2} + B^2_{we2}}$$

to składową czynną dynamicznej przewodności wejściowej można wyrazić przez przewodności obwodu wejściowego lampy *L2*:

$$G_{d1} = \omega C_{as} S_{a1} \frac{B_{we2}}{G^2_{we2} + B^2_{we2}}$$

Warunek stabilności można zapisać w następującej formie:

$$G_{we1} + G_{d1} \geqslant 0$$

tzn. sumaryczna przewodność czynna obwodu wejściowego powinna być dodatnia.

Najbardziej niebezpieczny jest przypadek, gdy obwód wejściowy nastrojony jest akurat na tę samą częstotliwość, przy której składowa czynna dynamicznej przewodności wejściowej wzmacniacza z uziemioną katodą ma wartość minimalną. Wówczas warunek stabilności można zapisać w postaci:

$$\frac{1}{R_{01}} + (G_{d1})_{min} \geqslant 0$$

Pozostaje zatem wyjaśnić, przy jakich rozstrojeniach i przy jakiej ich wielkości ma miejsce minimum $(G_{d1})_{min}$.

Aby G_{d1} było wielkością ujemną, również jB_{we2} powinno być ujemne, tzn. $G_{d1} < 0$ przy indukcyjnym charakterze przewodności obwodu wejściowego lampy *L2*. Z wykresów (rys. 5d) widać, że minimum G_{d1} może mieć miejsce przy wartościach $\nu \leqslant 0$. Decydujące znaczenie ma tutaj wartość sprzężenia przez pojemność C_{ak} drugiej lampy i wartość oporności obciążenia drugiej lampy R_0.

Oszacujemy rząd wielkości poszczególnych składowych przewodności biernej jB_{we2}. Rzeczywiste wartości pojemności C_{ak} wynoszą średnio 0,5 pF. Wówczas, nawet przy maksymalnym dopuszczalnym wzmocnieniu, które w przytoczonym wyżej przykładzie było równe $k_{a2} = 37$, minimalna wartość składowej biernej dynamicznej admitancji wejściowej, powstałej w wyniku istnienia tej pojemności, będzie równa: $-j\omega \cdot 0{,}5 \cdot 10^{-12} \cdot 37$.

Przewodność powstała w wyniku istnienia pojemności C_r będzie nie mniejsza, gdyż zazwyczaj C_r jest nie mniejsze niż 20 pF. Dlatego praktycznie można przyjąć, że dynamiczna przewodność wejściowa lampy *L2* nigdy nie spowoduje, żeby minimalna wartość przewodności G_{d1} była mniejsza od zera. Zasadniczy natomiast wpływ na przewodność G_{d1} ma wartość składowej biernej dynamicznej admitancji wejściowej, powstającej na skutek ujemnego sprzężenia zwrotnego przez lampę *L2*. Wówczas impedancja obwodu wejściowego lampy *L2* (rys. 5d) wyraża się w przybliżeniu wzorem:

$$\hat{Z}_{we2} \approx \frac{1}{S_{a2}} + \frac{\varrho_{a2}}{(1 + K_{a2})(d_2 + j\nu)}$$

Podstawmy tę wartość do wzoru dla dynamicznej admitancji wejściowej lampy *L1*:

$$\hat{Y}_{d1} = j\omega C_{as} S_{a1} \left[\frac{1}{S_{a2}} + \frac{\varrho_2}{(1 + K_{a2})(d_2 + j\nu)} \right]$$

Mnożąc licznik i mianownik drugiego ułamka przez wielkość sprzężoną $d_2 - j\nu$, można otrzymać oddzielne wyrażenia dla składowych czynnej i biernej dynamicznej admitancji wejściowej:

$$\left. \begin{aligned} G_{d1} &= \omega C_{as} S_{e1} \frac{\varrho_2 \nu}{(1 + K_{a2})(d_2^2 + \nu^2)} \\ jB_{d1} &= j\omega C_{as} S_{a1} \left[\frac{1}{S_{a2}} + \frac{\varrho_2 d_2}{(1 + K_{a2})(d_2^2 + \nu^2)} \right] \end{aligned} \right\} \tag{19}$$

Interesuje nas minimalna wartość składowej czynnej przewodności dynamicznej $(G_{d1})_{min}$.

Minimum to występuje przy rozstrojeniu $v = -d_2$. Wielkość $(G_{d1})_{min}$ będzie równa:

$$(G_{d1})_{min} = -\omega C_{as} S_{a1} \frac{\varrho_2}{2(1+K_{a2})d_2}$$

Warunek stabilności można zatem zapisać w następujący sposób:

$$\frac{1}{R_{01}} - \omega C_{as} S_{a1} \frac{\varrho_2}{2(1+K_{a2})d_2} \geqslant 0$$

lub podstawiając $\frac{\varrho_2}{d_2} = R_0$, otrzymamy:

$$\omega C_{as} R_{01} S_{a1} R_0 \leqslant 2(1+K_{a2})$$

We wzorze tym iloczyn S_{a1} R_0 można traktować jako wzmocnienie k_u wzmacniacza kaskodowego w całości, gdyż spełniona jest zwykle zależność $R_0 \ll \varrho_{oc}$, gdzie ϱ_{oc} jest zastępczą opornością wewnętrzną (opornością wyjściową) wzmacniacza kaskodowego.

Wówczas warunek stabilności ma postać:

$$k_u \leqslant \frac{2(1+K_{a2})}{\omega C_{as} R_{01}}$$

W przypadku gdy na wejściu i wyjściu wzmacniacza kaskodowego znajdują się jednakowe obwody, wówczas $R_{01} = R_0$. Dlatego, mnożąc licznik i mianownik prawej strony nierówności przez S_{a1} otrzymamy:

$$k_u \leqslant \frac{2(1+K_{a2})S_{a1}}{\omega C_{as} k_u}$$

czyli ostatecznie warunek stabilności będzie miał postać:

$$k_u \leqslant \sqrt{\frac{2S_{a1}(1+K_{a2})}{\omega C_{as}}}$$

Jednakże w celu wyeliminowania wpływu obwodów wyjściowych na obwód wejściowy należy wprowadzić do wzoru współczynnik stabilności k_s.

Wówczas wzór do sprawdzenia wzmacniacza kaskodowego pod względem stabilności przyjmie postać:

$$k_u \leqslant \sqrt{\frac{2S_{a1}(1+K_2)(1-k_s)}{\omega C_{as}}} \qquad (20)$$

Zwykle $k_s = 0{,}8 \div 0{,}9$, przy tym własności obwodu wejściowego, a w szczególności jego dobroć, zmieniają się, na skutek sprzężenia zwrotnego przez pojemność C_{as}, zaledwie o $10 \div 20\%$.

Ostatni wzór służy do sprawdzania pod względem stabilności wzmacniacza z uziemioną katodą, przy uwzględnieniu wpływu wzmacniacza z uzie-

mioną siatką, w przypadku ich wzajemnego bezpośredniego połączenia, tak jak ma to miejsce właśnie we wzmacniaczu kaskodowym. Dlatego do wzoru tego wchodzą parametry zarówno pierwszej lampy, jak i drugiej.

Przykład. Dla wzmacniacza kaskodowego zbudowanego na lampie 6H14П $C_{as} = 1{,}8$ pF; $K_{a1} = K_{a2} = 25$; $S_{a1} = S_{a2} = 6{,}8$ mA/V.

Przyjmijmy częstotliwość sygnału wzmacnianego 30 MHz. Współczynnik stabilności przyjmiemy $k_s = 0{,}85$. Wówczas na podstawie wzoru (20):

$$k_u < \sqrt{\frac{2 \cdot 6{,}8 \cdot 10^{-3}(1+25)(1-0{,}85)}{2 \cdot 3{,}14 \cdot 30 \cdot 10^6 \cdot 1{,}8 \cdot 10^{-12}}} = 12{,}5$$

Dla wzmacniacza szerokopasmowego jest to wartość całkowicie wystarczająca, jednakże dla wzmacniacza selektywnego jest ona już niedostateczna. Dlatego we wzmacniaczu kaskodowym neutralizuje się zwykle wpływ pojemności C_{as} jednym ze sposobów, przedstawionych w dalszym ciągu na konkretnych przykładach. Oprócz tego w obwodzie anodowym lampy $L1$ umieszcza się niekiedy dodatkowy obwód rezonansowy, przez dostrojenie którego można zwiększyć nieco stabilność wzmacniacza kaskodowego.

Należy zauważyć, że w celu zapewnienia stabilnej pracy wzmacniacza kaskodowego należy spełnić jednocześnie dwa warunki stabilności: (18) i (20). Jeśli jeden z nich nie jest spełniony, należy zastosować neutralizację odpowiedniej pojemności sprzęgającej.

5. WYBÓR LAMP DLA WZMACNIACZA KASKODOWEGO

Najistotniejszym parametrem lamp elektronowych, przeznaczonych do pracy w układzie kaskodowym, jest ich współczynnik szerokopasmowości, czyli dobroć. Parametr ten określa możliwość zastosowania danej lampy do wzmacniania w szerokim paśmie częstotliwości i równy jest maksymalnej wartości iloczynu wzmocnienia przez szerokość pasma przenoszenia $(k_u \cdot \Delta f)_{max}$.

Z teorii wzmacniaczy szerokopasmowych wiadomo, że w celu zapewnienia żądanej szerokości pasma przenoszenia Δf, oporność obciążenia nie może przekraczać wartości granicznej:

$$R_{a\,max} = \frac{1}{2\pi \Delta f (C_{we} + C_{wy})} \qquad (21)$$

gdzie C_{we} i C_{wy} są odpowiednio pojemnością wejściową i wyjściową lamp.

Wartość oporności obciążenia zmniejsza się przy uwzględnieniu innych pojemności, dołączonych równolegle do obciążenia (a wśród nich pojemności montażowych itp.).

Współczynnik szerokopasmowości wzmacniacza kaskodowego można zapisać w następujący sposób, jeśli wykorzystać równanie (12):

$$(k_u \Delta f)_{max} = \frac{S_{ar}}{2\pi(C_{we} + C_{wy})}$$

Jeśli obie lampy kaskody są jednakowe, to wyrażenie powyższe przyjmuje postać:

$$(k_u \Delta f)_{max} = \frac{S_a}{2\pi(C_{we} + C_{wy})} \qquad (22)$$

Z wyrażenia (22) widać, że współczynnik szerokopasmowości nie zależy od wzmacnianej częstotliwości, wartości oporności obciążenia itp., lecz określony jest jedynie przez nachylenie charakterystyki oraz pojemności konstrukcyjne lamp. W tablicy 1 podano wartości współczynników szerokopasmowości dla najczęściej spotykanych lamp*).

Tablica 1

Oznaczenie	6Ж4 6AC7 6F36	6Ж4 w połączeniu triodowym	6Ж1П 6AK5 6F32 EF95	6Ж1П w połączeniu triodowym	6Ж9П	6Ж11П	6С3П 6С4П	6Н14П ECC84	6Н23П
Wielkość $\frac{S_a}{C_{we}+C_{wy}}\left[\frac{mA}{V \cdot pF}\right]$	0,62	—	0,77	—	1,55	1,6	2,33²)	1,66³)	2,3
Równoważna oporność szumów [Ω]	700	220	1800	380	350	250	200	700	300
Oporność wejściowa¹) [kΩ]	2÷6	2÷6	12÷25	12÷25	5	3	7	40⁴)	0,5⁴)

¹) Przy częstotliwości 60 MHz, ²) Dla 6C4П, ³) Dla drugiej triody, ⁴) Przy częstotliwości 200 MHz

Do wad wzmacniaczy kaskodowych należy zaliczyć pewne szczególne wymagania stawiane lampom stosowanym w tych wzmacniaczach. Jednym z takich wymagań jest możliwość pracy przy niskich napięciach anodowych. Wymaganie to wynika ze specyfiki szeregowego połączenia lamp, w wyniku czego do każdej z lamp można doprowadzić nie więcej niż połowę napięcia źródła zasilania. Drugim wymaganiem jest duża oporność izolacji między włóknem grzejnika a katodą górnej lampy kaskody, połączonej bezpośrednio z anodą dolnej lampy, a więc znajdującej się na wysokim potencjale. Oczywiste jest, że wymagania te nie dotyczą takich układów rezonansowych wzmacniaczy kaskodowych, w których lampy są dla prądu stałego połączone równolegle.

*) Dane lamp stosowanych we wzmacniaczach szerokopasmowych znaleźć można w książce K. Lewińskiego: Wzmacniacze szerokopasmowe. Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, 1962 — przyp. tłum.

Opracowano specjalne typy triod przeznaczone do zastosowania we wzmacniaczach kaskodowych. Należy do nich podwójna trioda typu 6H14П*).

Jedna połówka tej lampy przeznaczona jest do pracy w układzie wzmacniacza z uziemioną katodą. W celu zmniejszenia indukcyjności wyprowadzenia jej katoda połączona jest z dwiema nóżkami, połączonymi równolegle. Uzyskuje się dzięki temu zwiększenie oporności wejściowej lampy dla wielkich częstotliwości, gdyż oporność ta w dużym stopniu zależy od indukcyjności wyprowadzenia katody. W lampie tej udało się, dzięki odpowiedniej konstrukcji, zmniejszyć pojemność siatka-anoda, mającą silny wpływ na stabilność wzmacniacza z uziemioną katodą. Druga połówka lampy, przeznaczona do pracy w układzie z uziemioną siatką, charakteryzuje się zmniejszoną pojemnością międzyelektrodową anoda-katoda. Natomiast pozostałe parametry elektryczne obu triod są identyczne.

Zwiększenie stabilności uzyskuje się również przez zmniejszenie pojemności między anodami obu triod.

W porównaniu z innymi lampami podobnego typu, w lampie 6H14П poprawiono izolację między katodą a włóknem żarzenia. Nominalne napięcie anodowe dla każdej triody jest równe 90 V, co umożliwia wykorzystanie triody we wzmacniaczu kaskodowym przy standardowych źródłach zasilania.

Drugim typem specjalnej lampy jest duotrioda 6H23П. Jest ona bardziej uniwersalna, gdyż obie triody mają praktycznie jednakowe pojemności międzyelektrodowe. Triody rozdziela ekran elektryczny, posiadający oddzielne wyprowadzenie. Każda z katod ma pojedyncze wyprowadzenie. Jest to przyczyną zmniejszenia oporności wejściowej stopnia z uziemioną katodą zbudowanego na tej lampie w porównaniu z analogicznym stopniem na lampie 6H14П. Ale za to dobroć lampy 6H23П jest 2,6 raza większa, niż dla lampy 6H14П, co daje w wyniku większą czułość rzeczywistą odbiornika z lampą 6H23П w stopniu wejściowym. Sprzyja temu również mniejsza równoważna oporność szumów (patrz tabl. 1). Należy też zauważyć, że lampa 6H23П ma największy spośród wszystkich triod stosunek nachylenia do składowej stałej prądu anodowego. Dla triody 6H23П wartość tego stosunku wynosi S_a/I_a = 0,85, a dla lampy 6H14П — 0,65.

Wartość stosunku S_a/I_a jest miarą ekonomiczności oraz efektywności sterowania prądem anodowym. Pojemność pomiędzy anodami triod nie przekracza 0,6 pF.

Dobre wyniki otrzymuje się, jeśli we wzmacniaczu kaskodowym wykorzystać lampy typów [illegible]. Obie te triody mają dokładnie jednakowe parametry elektryczne, ale różnią się pod względem konstrukcji. Trioda typu 6C3П przeznaczona jest do pracy w układzie z uziemioną katodą i charakteryzuje się zmniejszoną indukcyjnością wyprowadzenia

*) Jej odpowiednikiem [illegible] — przyp. tłum.

katody. W triodzie typu 6C4П, przeznaczonej do pracy w układzie z uziemioną siatką, zmniejszono indukcyjność wyprowadzenia siatki. Wynikiem różnego rozwiązania konstrukcyjnego wyprowadzeń jest różnica pojemności międzyelektrodowych obu tych triod.

W porównaniu z podwójną triodą typu 6H14П lampy typu 6C3П i 6C4П odznaczają się większym nachyleniem charakterystyki, a więc mniejszymi równoważnymi opornościami szumów. Do wad tych triod zaliczyć należy dwukrotne zwiększenie liczby baniek lampowych, zwiększenie strat mocy na żarzenie, a także wyższe napięcie anodowe (nominalne napięcie anodowe dla triod typu 6C3П i 6C4П jest równe 150 V).

Parametry lamp elektronowych przeznaczonych specjalnie do pracy we wzmacniaczach kaskodowych przedstawiono w tablicy 2*).

Tablica 2

Oznaczenie		6H14П	6C3П	6C4П	6H23П
Żarzenie	Napięcie [V]	6,3	6,3	6,3	6,3
	Prąd [A]	0,35	0,3	0,3	0,3
	Rodzaj żarzenia	pośrednie	pośrednie	pośrednie	pośrednie
Wartości charakterystyczne	Napięcie anodowe [V]	90	150	150	90
	Oporność katodowa [Ω]	125[1]	100	100	85[1]
	Prąd anodowy [mA]	10,5[1]	16	16	15[1]
	Nachylenie charakterystyki [mA/V]	6,8[1]	19,5	19,5	12,7[1]
	Współczynnik amplifikacji	25[1]	50	50	32,5
	Oporność wejściowa [kΩ]	40[2]	—	—	0,5[7]
	Równoważna oporność szumów [Ω]	700	200	200	300
Wartości maksymalne	Napięcie anodowe [V]	180	160	160	300
	Moc tracona w anodzie [W]	1,5[1]	3	3	1,8
	Napięcie między katodą a grzejnikiem [V]	250[3]	160[3]	160[3]	250
Pojemności międzyelektrodowe [pF]	Wejściowa	4,9[4]			
		2,6[5]	6,7	11,45[6]	3,6
	Wyjściowa	2,9[4]			
		1,5[5]	1,65	3,75[6]	2
	Przejściowa	<0,3[4]			1,55[8]
		<1,8[5]	<2,4	<0,17[6]	0,24[6]

[1] Dla każdej triody. [2] Dla drugiej triody przy częstotliwości 60 MHz. [3] Przy ujemnym potencjale grzejnika. [4] Dla pierwszej triody (pierwsza trioda przeznaczona jest do pracy w układzie z uziemioną siatką). [5] Dla drugiej triody. [6] W układzie z uziemioną siatką. [7] Przy częstotliwości 200 MHz. [8] W układzie z uziemioną katodą

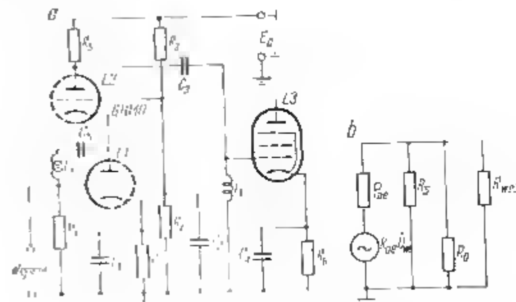
*) Dane niektórych innych typów lamp podano w uzupełnieniu w końcu książki — przyp. tłum.

6. PRZYKŁAD OBLICZENIA WZMACNIACZA KASKODOWEGO

Obliczenie wzmacniacza kaskodowego jest w zasadzie podobne do obliczenia zwykłego wzmacniacza. Dla ilustracji rozpatrzymy na konkretnym przykładzie kolejność obliczenia podstawowych parametrów oraz warunków pracy wzmacniacza kaskodowego. Przypuśćmy, że należy zaprojektować rezonansowy wzmacniacz kaskodowy w układzie podstawowym, zbudowany na lampie 6H14П. Częstotliwość rezonansowa wzmacniacza ma być równa $f_0 = 30$ MHz, a szerokość jego pasma przenoszenia (na poziomie 0,707): $\Delta f = 5$ MHz. Schemat wzmacniacza przedstawiono na rys. 6a.

Obciążeniem wzmacniacza jest obwód rezonansowy, utworzony przez cewkę L_1 i pojemności rozproszone. W celu uzyskania zadanego pasma przenoszenia obwód rezonansowy bocznikowany jest opornikiem R_5. Zastosowany układ, w którym cewka znajduje się w obwodzie siatkowym następnej lampy, natomiast opornik bocznikujący — w obwodzie anodowym rozpatrywanej lampy, odznacza się szybkim rozładowywaniem kondensatora sprzęgającego C_3, który może się naładować prądem siatki lampy $L3$ przy przeciążeniach, spowodowanych silnymi sygnałami.

Za kaskodą włączony jest wzmacniacz zbudowany na lampie typu 6Ж1П, którego oporność wyjściową i pojemność wejściową należy uwzględnić przy obliczeniach.



Rys. 6. Rezonansowy wzmacniacz kaskodowy
a — schemat zasadniczy, b — schemat zastępczy

Na rys. 6b przedstawiono schemat zastępczy obliczanego wzmacniacza kaskodowego dla częstotliwości rezonansowej. W tym przypadku obwód rezonansowy reprezentuje oporność dynamiczna R_{oe}. We wzmacniaczu szerokopasmowym oporność R_o odpowiednikiem obwodu rezonansowego jest,

przy praktycznie uzyskiwanych wartościach dobroci obwodu, wielokrotnie większa od wartości oporności bocznikującej R_5.

Oporność wejściowa R_{we3} lampy typu 6Ж1П przy częstotliwości 30 MHz jest rzędu dziesiątek kiloomów. Dlatego można przyjąć, że zarówno dla prądu stałego, jak i dla prądu zmiennego równoważna oporność obciążenia wzmacniacza kaskodowego jest równa $R_{e0} = R_5$. Dzięki temu układ ten jest podobny do podstawowego układu wzmacniacza kaskodowego, przedstawionego na rys. 1.

Indukcyjność L_1 obwodu anodowego oblicza się ze wzoru $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$:

$$L_1 = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 (C_{we3} + C_{wy2} + C_m)}$$

gdzie

C_{we3} — pojemność wejściowa lampy $L3$, równa — na podstawie danych katalogowych $C_{we3} = 4{,}35$ pF*),

$C_{wy2} = 2{,}9$ pF — pojemność wyjściowa lampy $L2$,

C_m — pojemność montażu, którą przyjmiemy $C_m = 8$ pF.

$$L_1 = \frac{1}{(2\cdot 3{,}14\cdot 30\cdot 10^6)^2 (4{,}35+2{,}9+8)\cdot 10^{-12}} \approx 1{,}9\,\mu H$$

Wartość równoważnej oporności obciążenia przy częstotliwości rezonansowej znajdziemy ze wzoru analogicznego do wzoru (22). Dodamy jedynie do tego wzoru pojemność montażu:

$$R_0 = \frac{1}{2\pi \Delta f (C_{we3} + C_{wy2} + C_m)}$$

$$R_0 = \frac{1}{2\cdot 3{,}14\cdot 5\cdot 10^6 (4{,}35+2{,}9+8)\cdot 10^{-12}} = 2{,}1\,\text{k}\Omega$$

Przyjmiemy $R_5 = 2{,}2$ kΩ.

Założmy, że obie triody kaskody pracować będą w warunkach nominalnych dla lampy typu 6H14П. Z charakterystyk statycznych lampy typu 6H14П, przedstawionych na rys. 7, znajdujemy punkt pracy i określamy wartość napięcia polaryzacji na siatce:

$$U_{ak1} = U_{ak2} = 90\text{V}; \qquad I_{a0} = 10{,}5\,\text{mA}$$
$$U_{sk1} = U_{sk2} = -1{,}6\,\text{V}$$

W celu zapewnienia takiej polaryzacji wartość oporności R_2 powinna

*) Ściślej biorąc, powinno się tu przyjąć do obliczeń pojemności dynamiczne — często różne od podawanych w katalogach pojemności statycznych — przyp. tłum.

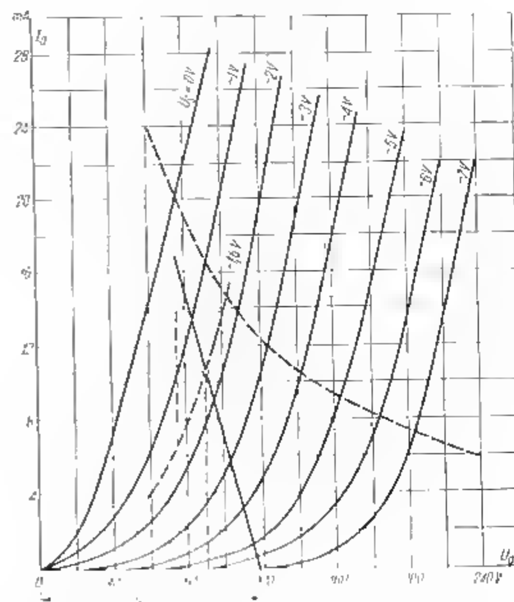
być równa:

$$R_2 = \frac{U_{sk1}}{I_{a0}}$$

$$R_2 = \frac{1{,}6}{10{,}5\cdot 10^{-3}} \approx 150\,\Omega$$

Obliczamy napięcie na anodzie lampy $L1$ względem ziemi:

$$U_{a1} = U_{ak1} + U_{sk1}$$
$$U_{a1} = 90 + 1{,}6 = 91{,}6\,\text{V}$$



Rys. 7. Charakterystyki statyczne podwójnej triody 6H14П

Dzielnik utworzony z oporników $R_{[illegible]}$ i $R_{[illegible]}$ powinien zapewniać wymaganą wartość napięcia polaryzacji siatki lampy $L[illegible]$ równą $U_{[illegible]}$ [illegible] 1,6 V

W tym celu potencjał siatki lampy $L2$ względem ziemi powinien być równy:

$$U_{s2} = U_{a1} + U_{sk2}$$
$$U_{s2} = 91{,}6 - 1{,}6 = 90\,\text{V}$$

Wartości R_3 i R_4 znajdziemy po wyznaczeniu niezbędnej wartości napięcia źródła zasilania E_a. W tym celu, znając wartość oporności R_5, prowadzimy przez punkt pracy prostą obciążenia, odpowiadającą tej oporności. Punkt przecięcia tej prostej z osią poziomą da nam wartość napięcia U'. Wyznaczamy ją graficznie z rys. 7:

$$U' = 116\,\text{V}$$

Niezbędną wartość napięcia źródła zasilania wyznacza się ze wzoru:

$$E_a = U' + U_{a1}$$
$$E_a = 116 + 91{,}6 = 207{,}6\,\text{V}$$

Przyjmiemy $E_a = 208$ V. Określimy teraz wartości oporności R_3 i R_4, wychodząc z żądanego napięcia $U_{s2} = 90$ V i przyjmując sumaryczną wartość $R_3 + R_4 = 0{,}3$ MΩ (ze względu na prąd siatki przyjmuje się zwykle $R_3 + R_4$ w granicach od 0,1 MΩ do 1 MΩ):

$$R_4 = \frac{U_{s2}(R_3 + R_4)}{E_a}$$

$$R_4 = \frac{90 \cdot 0{,}3 \cdot 10^6}{208} \approx 0{,}13 \cdot 10^6 = 130\,\text{k}\Omega$$

$$R_3 = (0{,}3 - 0{,}13) \cdot 10^6 = 0{,}17 \cdot 10^6 = 170\,\text{k}\Omega$$

Obliczamy statyczne parametry K_a, ϱ_a i S_a w punkcie pracy. W tym celu budujemy na charakterystyce anodowej (rys. 7) trójkąt parametryczny w otoczeniu punktu pracy i znajdujemy parametry statyczne jako stosunek odpowiednich przyrostów:

$$S_a = \frac{\Delta I_a}{\Delta U_s} \quad \text{przy } \Delta U_a = 0$$

$$S_a = \frac{7{,}4 \cdot 10^{-3}}{1} = 7{,}4\,\text{mA/V}$$

$$K_a = \frac{\Delta U_a}{\Delta U_s} \quad \text{przy } \Delta I_a = 0$$

$$K_a = \frac{26}{1} = 26$$

$$\varrho_a = \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a} \quad \text{przy } \Delta U_s = 0$$

$$\varrho_a = \frac{26}{7{,}4 \cdot 10^{-3}} = 3{,}5\,\text{k}\Omega$$

Otrzymane wyniki można sprawdzić, wykorzystując związek między statycznymi parametrami triody:

$$\varrho_a = \frac{K_a}{S_a}$$

$$\varrho_a = \frac{26}{7{,}4 \cdot 10^{-3}} \approx 3{,}5\,\text{k}\Omega$$

Dalej obliczamy zastępcze parametry statyczne wzmacniacza kaskodowego. W przypadku gdy obie triody są jednakowe, można posłużyć się wzorami uproszczonymi:

$$K_{ae} \approx K_a^2 = 26^2 = 676$$
$$\varrho_{ae} \approx \varrho_a K_a = 3500 \cdot 26 = 91\,\text{k}\Omega$$
$$S_{ae} \approx S_a = 7{,}4\,\text{mA/V}$$

Wzmocnienie przy częstotliwości rezonansowej jest równe:

$$k_u = S_a R_5 = 7{,}4 \cdot 10^{-3} \cdot 2{,}2 \cdot 10^3 = 16{,}3$$

Wartości kondensatorów blokujących i sprzęgających oblicza się w zwykły sposób.

Indukcyjność neutralizująca L_2, dostrojona do rezonansu z pojemnością przejściową C_{as1} pierwszej lampy, pozwala na poprawę stabilności. Dla lampy $L1$ $C_{as1} = 1{,}8$ pF. Obliczamy L_2 ze wzoru:

$$L_2 = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 C_{as1}}$$

$$L_2 = \frac{1}{(2 \cdot 3{,}14 \cdot 30 \cdot 10^6)^2 \cdot 1{,}8 \cdot 10^{-12}} = 15\,\mu\text{H}$$

7. OBLICZANIE WZMACNIACZY KASKODOWYCH NA PODSTAWIE CHARAKTERYSTYK

Powyżej analizowano równoważne parametry statyczne wzmacniacza kaskodowego i określano ich związek ze znanymi parametrami statycznymi dwóch triod. Jednakże analityczny sposób obliczania nie zawsze jest w praktyce odpowiedni, zwłaszcza gdy trzeba wybrać warunki pracy,

uwzględniając cały szereg warunków i ograniczeń. Bardzo pożądane jest posiadanie rodziny charakterystyk statycznych wzmacniacza kaskodowego jako całości, na podstawie których można wybrać warunki pracy, możliwe zakresy pracy oraz ocenić wszystkie ograniczenia właściwe danemu układowi.

Charakterystyki statyczne wzmacniacza kaskodowego (tzn. zależność prądu anodowego I_{a2} od napięcia anodowego U_{a2} przy różnych napięciach siatki pierwszej lampy U_{s1} i przy określonym stałym potencjale siatki U_{s2} drugiej lampy) można otrzymać jednym z dwóch sposobów. Pierwszy sposób polega na eksperymentalnym zdjęciu charakterystyk wzmacniacza kaskodowego, przedstawionego na rys. 1.

Siatka lampy *L2* może być dołączona albo do dzielnika oporowego (rys. 1), zapewniającego wymaganą wartość napięcia siatki lampy *L2* tylko wówczas, gdy nie płyną prądy siatki, albo do oddzielnego źródła napięcia stałego o małej oporności wewnętrznej. Dołączenie siatki lampy *L2* do dzielnika spotyka się znacznie częściej. W tym przypadku przy zdejmowaniu charakterystyk trzeba dobrać sumaryczną oporność R_1+R_2 o takiej wartości, jaka będzie zastosowana w układzie praktycznym (zwykle 0,1÷1 MΩ) i dołączyć ten dzielnik do źródła napięcia stałego, które powinno być stałe przy zdejmowaniu wszystkich charakterystyk. Praktycznie przy zdejmowaniu charakterystyk należy dobrać oporności R_1 i R_2 tej samej wartości i dołączyć je do źródła napięcia stałego, równego $2U_{s2}$.

Anoda lampy *L2* powinna być dołączona przez miliamperomierz do źródła napięcia stałego z regulowanym wyjściem. Siatkę lampy *L1* łączy się przez mikroamperomierz ze źródłem napięcia stałego z regulowanym wyjściem. Napięcie siatki lampy *L1* zmienia się skokowo, zazwyczaj co 1 V, od zera do wartości odpowiadającej warunkom pracy prawie przy zablokowaniu lampy *L1*. Krzywe wykreśla się na podstawie zdjętych punktów, które uzyskuje się z pomiaru wartości prądu I_{a2} i napięcia U_{a1}.

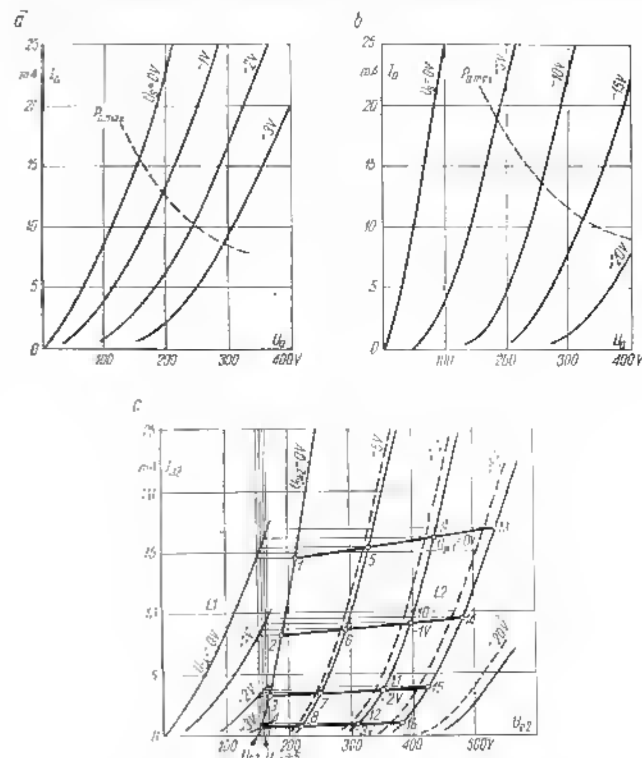
Proces zdjęcia rodziny charakterystyk wzmacniacza kaskodowego jest dość pracochłonny. Dlatego interesujący jest drugi sposób otrzymania charakterystyk wzmacniacza kaskodowego — drogą wykreślenia ich na podstawie znanych charakterystyk statycznych lamp *L1* i *L2*. W ogólnym przypadku przyjmiemy, że lampy *L1* i *L2* mają różne charakterystyki, przedstawione na rys. 8a i b.

Wykreślenia dokonuje się w następującej kolejności. Na osiach I_{a2}, U_{a2} (rys. 8c) w lewej części wykresu nanosi się charakterystyki lampy *L1* (rys. 8a) dla wszystkich wartości U_{s1} i dla napięć U_a aż do wartości nieco przekraczających wartość U_{s2}.

Ponieważ $U_{s2} = U_{a1}+U_{sk2}$ i $U_{a1} \gg U_{sk2}$, to charakterystyki statyczne kaskody sporządza się najczęściej dla takiej wartości napięcia U_{s2}, którą przyjmuje się równe nominalnemu napięciu anodowemu lampy *L1*.

Następnie nanosimy na tym samym wykresie we współrzędnych I_{a2}, U_{a2} (rys. 8c) charakterystyki lampy *L2* (rys. 8b), ale w ten sposób, aby pierwotny początek układu współrzędnych dla tych krzywych przesunięty

był wzdłuż osi U_{a2} w prawo o wielkość U_{s2}. Krzywa, odpowiadająca $U_{sk2} = 0$ V, zaczyna się w tym przesuniętym punkcie, pozostałe krzywe rodziny charakterystyk statycznych lampy *L2*, wykreślone na rys. 8c linią



Rys. 8. Anodowo-siatkowe charakterystyki statyczne
a — lampy *L1*, b — lampy *L2*, c — wzmacniacza kaskodowego

przerywaną, przesunięte są dodatkowo w prawo o wielkość U_{sk2} dla każdej z tych krzywych. Należy tak postąpić dlatego, że napięcie polaryzacji U_{sk2} lampy *L2* powstaje jedynie na skutek odpowiedniego wzrostu napięcia

na katodzie lampy *L2*, tzn. na anodzie lampy *L1*. Krzywe dla lampy *L2*, z uwzględnieniem przesunięcia, przedstawiono na rys. 8c liniami ciągłymi.

Dalej na podstawie charakterystyk lampy *L1* na rys. 8c znajduje się prądy, odpowiadające różnym wartościom $U_{s1} = 0$ V; -1 V; -2 V itd. i wartości $U_a - U_{s2}$, tzn. wyznacza się graficznie punkty przecięcia charakterystyk lampy *L1* z prostą równoległą do osi rzędnych, poprowadzoną w odległości U_{s2} od początku układu współrzędnych. Następnie wyznacza się punkty o takich samych wartościach prądu na krzywej odpowiadającej $U_{sk2} = 0$ V z rodziny charakterystyk statycznych lampy *L2*. W tym celu znalezione poprzednio punkty na charakterystykach lampy *L1* rzutuje się na krzywą odpowiadającą $U_{sk2} = 0$ V rodziny charakterystyk lampy *L2*. Otrzymane punkty *1*, *2*, *3* i *4* odpowiadają określonym stanom pracy wzmacniacza kaskodowego, w którym napięcie $U_{sk2} = 0$ V, a napięcie U_{sk1} zmienia się od punktu do punktu co 1 V w zakresie od 0 do -3 V.

W ten sam sposób można wyznaczyć punkty *5*, *6*, *7* i *8*, odpowiadające pracy przy $U_{sk2} = -5$ V. Napięcie na anodzie lampy *L1* powinno być przy tym, w celu zapewnienia tych warunków pracy, większe od napięcia U_{s2} o 5 V. Prowadzimy więc znowu prostą równoległą do osi rzędnych, odległą od początku układu współrzędnych o wielkość $(U_{s2}+5)$ V. Punkty przecięcia tej prostej z charakterystykami lampy *L1* rzutujemy następnie na krzywą rodziny charakterystyk statycznych lampy *L2* odpowiadającą $U_{sk2} = -5$ V, a przesuniętą uprzednio w prawo o 5 V (linia ciągła). W ten sposób otrzymujemy punkty *5*, *6*, *7* i *8*.

W analogiczny sposób wyznaczamy punkty *9*, *10*, *11* i *12* dla napięcia $U_{sk2} = -10$ V oraz punkty *13*, *14*, *15* i *16* dla napięcia $U_{sk2} = -15$ V.

Punkty *1*, *5*, *9* i *10* odpowiadają pracy wzmacniacza kaskodowego przy tym samym napięciu polaryzacji siatki lampy *L1*, a mianowicie przy $U_{sk1} = 0$. A ponieważ charakterystykami statycznymi wzmacniacza kaskodowego są krzywe zależności prądu anodowego drugiej lampy od napięcia na anodzie drugiej lampy przy różnych napięciach polaryzacji siatki pierwszej lampy, to w celu otrzymania jednej krzywej tej rodziny pozostaje tylko połączyć punkty *1*, *5*, *9*, *13*. Następnie łączymy ze sobą punkty *2*, *6*, *10* i *14* i otrzymujemy następną krzywą rodziny charakterystyk statycznych wzmacniacza kaskodowego dla $U_{s1} = -1$ V. W identyczny sposób sporządza się pozostałe krzywe dla $U_{sk1} = -2$ V; -3 V itd.

Otrzymaną rodzinę charakterystyk statycznych wzmacniacza kaskodowego można przedłużyć do obszaru dodatnich wartości napięcia U_{sk2}, tzn. do obszaru pracy z prądami siatki lampy *L2*.

Praca z prądami siatki jest mało przydatna do zastosowań praktycznych, jednakże rozpatrzenie działania wzmacniacza kaskodowego przy wszystkich możliwych zmianach napięcia źródła napięcia anodowego będzie niewątpliwie interesujące. Sporządzając statyczne charakterystyki anodowe wzmacniacza kaskodowego i określając statyczne parametry zastępcze kaskody, zamieniamy w gruncie rzeczy układ kaskodowy na pewną równoważną lampę, mającą — podobnie jak zwykła lampa — jedno wejście

i jedno wyjście. W przypadku połączenia kaskodowego wejściem jest obwód siatki lampy *L1*, a wyjściem — obwód anodowy lampy *L2*.

Oczywiste jest, że każdy kto stosuje wzmacniacz kaskodowy zdaje sobie sprawę, kiedy pojawi się prąd siatki lampy *L1* i stara się nie dopuścić do tego, doprowadzając do siatki lampy *L1* wstępne ujemne napięcie polaryzacji. Pojawienie się prądów siatki lampy *L1* zależy jedynie od napięcia na siatce *L1* i nie zależy od wyboru napięcia U_{a2}. Jednakże przy wybranej stałej wartości napięcia na siatce lampy *L2* w zależności od wartości napięcia na anodzie lampy *L2* możliwe jest pojawienie się prądów siatki lampy *L2*. Nastąpi to wówczas, gdy napięcie na anodzie lampy *L1* obniży się poniżej napięcia U_{s2}. Innymi słowy, jeśli tylko napięcie U_{a2} obniży się na tyle, że punkt pracy przejdzie do obszaru na lewo od charakterystyki lampy *L2*, odpowiadającej $U_{sk2} = 0$ (rys. 8c), to pojawią się prądy siatki lampy *L2*. W tym zakresie prądy anodowe obu lamp nie są już sobie równe i staje się słuszne następujące oczywiste równanie:

$$I_{a1} = I_{a2} + I_{s2}$$

Zasadniczy wpływ na przebieg charakterystyk statycznych kaskody w zakresie prądów siatki lampy *L2* wywiera wartość całkowitej oporności dzielnika $R_1 + R_2$. Jeśli prądy siatki nie płyną, to napięcie U_{s2} jest stałe. Jednakże w wyniku pojawienia się prądów siatki lampy *L2* zaczyna się zmieniać spadek napięcia na oporności R_1, a więc i napięcie U_{s2} na siatce lampy *L2*. Odbija to się z kolei na możliwym zakresie zmian prądów siatki lampy *L2*.

W związku z tym celowe jest rozpatrzyć dwa przypadki graniczne:

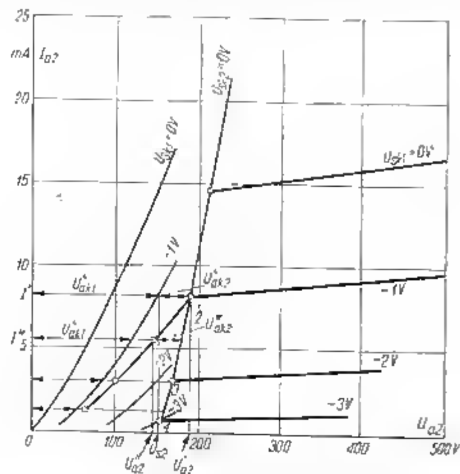
1) przypadek, gdy napięcie na siatce lampy *L2* określone jest wielkooporowym dzielnikiem, utworzonym przez oporności R_1 i R_2,
2) przypadek, gdy napięcie do siatki lampy *L2* doprowadza się z oddzielnego źródła o małej oporności wewnętrznej (na przykład ze stabilizowanego źródła napięcia stałego).

W pierwszym przypadku prąd siatki I_{s2} lampy *L2* ograniczony jest opornością R_1 na tyle, że można go pominąć w porównaniu z wartością prądów I_{a1} i I_{a2}. Oczywiście, napięcie U_{s2} zmienia się przy tym jednocześnie ze zmianą napięcia U_{a1}, tak że różnica $U_{s2} - U_{a1} = U_{sk2}$ jest w przybliżeniu równa zeru w całym zakresie pracy z prądami siatki lampy *L2*. W drugim przypadku wzrost prądu siatki I_{s2} lampy *L2* nie powinien wpływać na wartość napięcia U_{s2}, tzn. prąd I_{s2} zależy jedynie od różnicy potencjałów $U_{s2} - U_{a1}$.

Na rys. 9 pokazano przykładowo wyznaczanie charakterystyk kaskody w zakresie prądów siatki lampy *L2* dla przypadku dołączenia siatki lampy *L2* do dzielnika wielkooporowego. Na rysunek ten przeniesiono otrzymane uprzednio na rys. 8c statyczne charakterystyki kaskody, odpowiadające $U_{sk1} = 0$; -1 V; -2 V; -3 V, ograniczone z lewej strony punktami *1*, *5*, *9*, *13*, leżącymi jednocześnie na krzywej rodziny charakterystyk lam-

py $L2$, odpowiadającej $U_{sk2} = 0$. Z lewej strony rys. 9 pokazano charakterystyki statyczne lampy $L1$ przy różnych napięciach polaryzacji U_{sk1}.

Przedłużmy jedną ze statycznych charakterystyk kaskody, na przykład charakterystykę odpowiadającą $U_{sk1} = -1$ V, do obszaru prądów siatki lampy $L2$. Teoretycznie można przyjąć, że punkt 2 jest punktem krytycznym. Warunki pracy wzmacniacza kaskodowego, określone punktem 2, odpowiadają następującym wartościom napięć i prądów: prądy siatki



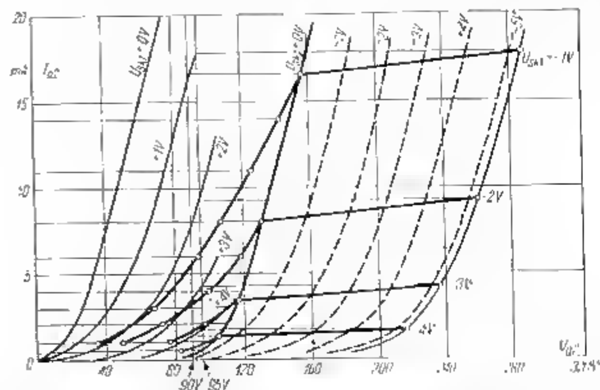
Rys. 9. Wyznaczanie charakterystyk statycznych kaskody w zakresie prądów siatki

obu lamp są równe zeru, prądy anodowe obu lamp są sobie równe i równe wartości I', pokazanej na rys. 9; napięcie U'_{ak1} na anodzie lampy $L1$ jest równe napięciu U_{s2} na siatce lampy $L2$, a napięcie U'_{ak2} między anodą i katodą lampy $L2$ wyznacza się z charakterystyk w sposób pokazany na rys. 9.

W celu wyznaczenia następnego punktu na lewo od punktu 2 przyjmujemy wartość prądu anodowego lampy $L2$ równą I'' (rys. 9). Jeśli w obwodzie siatki lampy $L2$ znajduje się dzielnik wielkooporowy, to jak stwierdzono uprzednio, prąd siatki lampy $L2$ jest znacznie mniejszy od prądu anodowego: $I_{s2} \ll I_{a2}$. Dlatego prądy anodowe lamp $L1$ i $L2$ są mniej więcej równe, tzn. prąd anodowy lampy $L1$: $I_{a1} \approx I''$.

W celu znalezienia nowej wartości napięcia na anodzie lampy $L2$ wyznaczamy kolejno nowe wartości napięć U''_{ak1} i U''_{ak2} między anodą a katodą każdej z lamp w sposób przedstawiony na rys. 9. Następnie, dodając graficznie wartość U''_{ak2} do wartości U''_{ak1}, wyznaczamy nowy punkt, odpowiadający danej krzywej rodziny charakterystyk statycznych kaskody. W analogiczny sposób wyznaczono na rys. 9 pozostałe punkty tej krzywej.

W przypadku dołączenia siatki lampy $L2$ do źródła napięcia stałego U_{s2} o małej oporności wewnętrznej, pojawienie się prądu siatki I_{s2} i jego zmiany nie wpływają na wartość napięcia U_{s2}. Przy wystąpieniu prądów siatki I_{s2} oporność między siatką a katodą lampy $L2$ staje się bardzo mała (rzędu setek omów) w porównaniu z opornością wewnętrzną lampy $L1$



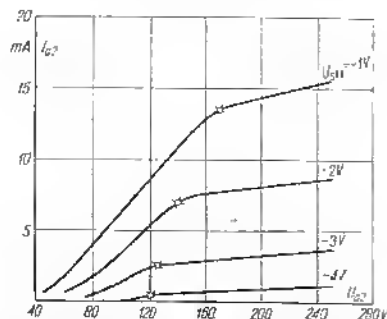
Rys. 10. Charakterystyki statyczne wzmacniacza kaskodowego zbudowanego na lampie 6H14П, wyznaczone graficznie

dla prądu stałego (oporność wewnętrzna lampy dla prądu stałego równa jest stosunkowi składowej stałej napięcia na anodzie lampy do składowej stałej prądu anodowego). Dlatego można przyjąć, że napięcie na anodzie lampy $L1$ nie może być niższe niż napięcie U_{s2} więcej niż o kilka woltów, tzn. $U_{a1} \approx U_{s2}$.

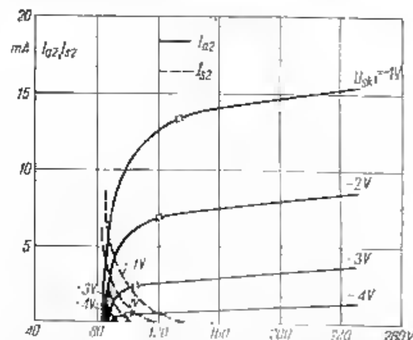
Można stąd wyciągnąć wniosek, że charakterystyki statyczne kaskody będą się przy obniżeniu U_{s2} mniej więcej pokrywać z charakterystyką statyczną lampy $L2$, odpowiadającą napięciu polaryzacji $U_{sk2} = 0$ (ściślej: przebiegają nieco na lewo od tej charakterystyki).

Dla wszystkich innych wartości oporności wewnętrznej źródła napięcia U_{s2} lub dla innych wartości całkowitej oporności dzielnika $R_1 + R_2$ charakterystyki statyczne kaskody w zakresie prądów siatki lampy $L2$ zajmą pewne położenie pośrednie między krzywą wyznaczoną na rys. 9 a charakterystyką lampy $L2$, odpowiadającą $U_{sk2} = 0$.

Na rys. 10 pokazano charakterystyki statyczne wzmacniacza kaskodowego, zbudowanego na lampie 6H14П, wyznaczone metodą przedstawioną powyżej. Napięcie U_{s2} = 90 V otrzymuje się za pomocą wielkooporowego dzielnika, utworzonego z oporników R_1 i R_2. Krzywe sporządzono dla następujących wartości napięć polaryzacji lampy *L1*: $U_{sk1} = -1$ V; -2 V; -3 V; -4 V.



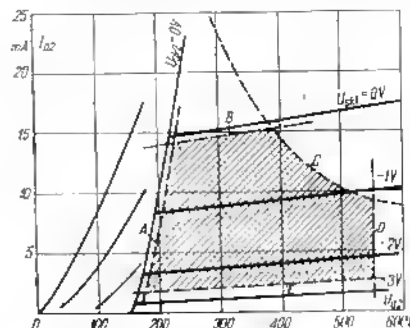
Rys. 11. Zdjęte doświadczalnie charakterystyki statyczne wzmacniacza kaskodowego zbudowanego na lampie 6H14П. W obwodzie siatki lampy *L2* znajduje się dzielnik wielkooporowy, utworzony przez oporności $R_1 = R_2 = 250$ kΩ, U_{s2} = 90 V



Rys. 12. Zdjęte doświadczalnie charakterystyki statyczne wzmacniacza kaskodowego zbudowanego na lampie 6H14П. Siatka lampy *L2* dołączona jest do źródła napięcia U_{s2} = 90 V o małej oporności wewnętrznej

Na rys. 11 przedstawiono zdjęte doświadczalnie krzywe dla tych samych wartości napięć siatkowych. Napięcie siatki lampy *L2* pobierano z dzielnika wielkooporowego, dołączonego do osobnego źródła. Oporności dzielnika były równe po 250 kΩ każda. Przy napięciu źródła 180 V do siatki doprowadzano napięcie 90 V.

Zdjęte doświadczalnie charakterystyki statyczne wzmacniacza kaskodowego na lampie 6H14П są prawie takie same jak charakterystyki wyznaczone graficznie. Należy uwzględnić, że charakterystyki te wyznaczano na podstawie uśrednionych charakterystyk anodowo-siatkowych, które różnią się w jakimś stopniu od charakterystyk konkretnego egzemplarza lampy 6H14П. Na rys. 11 zaznaczono krzyżykami te punkty charakterystyk kaskody, które odpowiadają pojawieniu się prądów siatki lampy *L2*.



Rys. 13. Obszar roboczy charakterystyk statycznych wzmacniacza kaskodowego

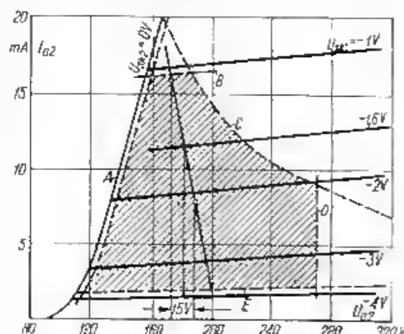
Dla wzmacniacza kaskodowego, zbudowanego na tej samej lampie, zdjęto również charakterystyki odpowiadające dołączeniu siatki lampy *L2* do źródła napięcia +90 V o małej oporności wewnętrznej (rys. 12). Punkty, w których pojawiają się prądy siatki oznaczono krzyżykami. Przebieg charakterystyk aż do wystąpienia prądów siatki całkowicie pokrywa się z krzywymi przedstawionymi na rys. 11. Po wystąpieniu prądów siatki przytaczane krzywe przebiegają bardziej stromo, zgodnie z uwagami podanymi przy wyznaczaniu graficznym charakterystyk kaskody (rys. 10). Na rys. 12 przedstawiono również zależność prądu siatki I_{s2} od napięcia anodowego U_{a2} dla różnych wartości napięć polaryzacji pierwszej lampy.

Jak widać z tych krzywych, prądy siatki mogą w danym układzie osiągać znaczne wartości.

W celu zapewnienia pracy wzmacniacza kaskodowego w zakresie liniowym, punkt pracy nie powinien przesuwać się na lewo od granicy zaznaczonej linią przerywaną *A* na rys. 13. Na rysunku tym przedstawiono

wyznaczone uprzednio charakterystyki kaskody (rys. 9) i zaznaczono obszar roboczy. Punkt pracy nie powinien wykraczać poza granice tego obszaru. Linia *A*, ograniczająca ten obszar od lewej strony, jest granicą, poza którą pojawiają się prądy siatki lampy *L2*. Linia ta przebiega nieco w prawo od charakterystyki statycznej lampy *L2*, odpowiadającej $U_{s1} = 0$. Od góry obszar roboczy ogranicza linia *B*, przebiegająca nieco poniżej charakterystyki statycznej kaskody dla $U_{s1} = 0$. Przy przekroczeniu linii *B* pojawiają się prądy siatki lampy *L1*.

Położenie linii *C* określone jest dopuszczalną wartością mocy admisyjnej lampy *L2*. Linię tę przenosi się na rys. 13 z charakterystyk statycznych lampy *L2*, podawanych w katalogach lamp elektronowych.



Rys. 14. Wyznaczenie punktu pracy, parametrów zastępczych oraz wzmocnienia wzmacniacza kaskodowego zbudowanego na lampie 6H14П

Linia *D*, ograniczająca obszar roboczy od prawej strony, nakłada ograniczenie na maksymalną wartość napięcia źródła wysokiego napięcia. Linia *E* ogranicza wartość zniekształceń nieliniowych, powstających na skutek zbliżania się do siebie charakterystyk odpowiadających dużym wartościom napięcia polaryzacji. Położenie linii *D* i *E* nie jest ściśle określone i uwarunkowane jest zakresem zastosowania każdego konkretnego wzmacniacza.

Po wyznaczeniu statycznych charakterystyk kaskody i zaznaczeniu obszaru roboczego w opisany sposób, można wybrać położenie punktu pracy i wyznaczyć wartości parametrów zastępczych kaskody w punkcie pracy. Na rys. 14 przedstawiono charakterystyki kaskody oraz obszar roboczy dla wzmacniacza zbudowanego na lampie 6H14П. Na podstawie tych charakterystyk można wyznaczyć zastępcze parametry statyczne

w tym samym punkcie pracy, który wybrano w przykładzie z § 6. Parametry te wyznacza się metodą trójkąta i są one równe:

$$S_{ac} = \frac{\Delta I_{a2}}{\Delta U_{s1}} = \frac{3{,}8 \cdot 10^{-3}}{0{,}5} = 7{,}6\ \mathrm{mA/V}$$

$$K_{ac} = \frac{\Delta U_{a2}}{\Delta U_{s1}} = \frac{340}{0{,}5} = 680$$

$$\varrho_{ac} = \frac{\Delta U_{a2}}{\Delta I_{a2}} = \frac{340}{3{,}8 \cdot 10^{-3}} \approx 90\ \mathrm{k\Omega}$$

Jeśli porównać te wyniki z wynikami otrzymanymi drogą obliczeń w § 6, to można stwierdzić prawie zupełną ich zgodność.

Po wybraniu oporności obciążenia, wychodząc z warunku żądanej szerokości pasma, i po wykreśleniu prostej obciążenia przechodzącej przez punkt pracy, można obliczyć wzmocnienie wzmacniacza kaskodowego z określonym obciążeniem. Przyjmijmy znowu oporność obciążenia równą równoważnej oporności czynnej obciążenia, wyznaczonej w przykładzie z § 6. Oporność ta jest równa 2,1 kΩ. Prowadzimy prostą obciążenia przez punkt pracy i wyznaczamy wzmocnienie. W tym celu, przyjmując zakres zmian napięcia siatki $\Delta U_{s1} = 1$ V, wyznaczamy zakres zmian napięcia anodowego $\Delta U_{a2} = 15$ V. Dzieląc wartość zmian napięcia wyjściowego U_{a2} przez wartość zmian napięcia wejściowego U_{s1}, otrzymamy wzmocnienie wzmacniacza kaskodowego: $k_u = 15$.

Zatem wyniki obliczenia graficznego wzmacniacza kaskodowego można z powodzeniem zastosować przy wyborze warunków pracy wzmacniacza, a także do oceny wartości wzmocnienia przy zadanym obciążeniu, do określenia dopuszczalnego zakresu dynamiki itp.

8. WŁASNOŚCI SZUMOWE WZMACNIACZA KASKODOWEGO

Wzmacniacze kaskodowe stosuje się z reguły tam, gdzie zależy nam na małych szumach własnych. Dlatego w układzie kaskodowym konstruuje się zwykle stopnie wejściowe odbiorników radiowych, ponieważ szumy własne całego odbiornika zależą w zasadzie od szumów pierwszego stopnia. Poziom szumów, powstających w odbiorniku, wpływa bowiem na jego czułość. Im niższy poziom szumów własnych, tym słabsze sygnały można odbierać.

Współczynnikiem szumów wzmacniacza nazywa się stosunek mocy szumów na wyjściu rzeczywistego wzmacniacza do mocy szumów na wyjściu wzmacniacza bez szumów (idealnego) o takim samym wzmocnieniu i o takich samych impedancjach wejściowej i wyjściowej. W celu wyznaczenia współczynnika szumów można podzielić stosunek sygnału do szumu

na wejściu wzmacniacza przez stosunek sygnału do szumu na wyjściu wzmacniacza.

Jeśli wzmacniacz nie wytwarza szumów, to współczynnik szumów jest równy jedności. Ale we wszystkich układach rzeczywistych współczynnik szumów jest zawsze większy od jedności. Im współczynnik szumów jest bliższy jedności, tym lepszy jest układ pod względem szumów.

Wzmacniacz kaskodowy można rozpatrywać jako układ złożony z dwóch stopni wzmacniających. Współczynnik szumów dwóch stopni wzmacniających jest równy:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{k_p} \tag{23}$$

gdzie

F_1 — współczynnik szumów pierwszego stopnia z uziemioną katodą,
F_2 — współczynnik szumów drugiego stopnia z uziemioną siatką,
k_p — wzmocnienie mocy pierwszego stopnia.

Wiadomo, że współczynniki szumów wzmacniacza z uziemioną katodą i wzmacniacza z uziemioną siatką są mniej więcej równe, tzn.

$$F_1 \approx F_2$$

Wzmocnienie mocy pierwszego stopnia wzmacniacza zbudowanego na triodzie z uziemioną katodą jest bardzo duże:

$$k_p \gg 1$$

Dlatego na podstawie wzoru (23) udział szumów drugiej triody w szumach całego wzmacniacza kaskodowego znacznie spada, a zatem:

$$F \approx F_1$$

tzn. współczynnik szumów wzmacniacza kaskodowego jest prawie taki sam jak współczynnik szumów wzmacniacza triodowego, zbudowanego na jednej triodzie.

Celowość zastosowania wzmacniacza kaskodowego polega w zasadzie na korzyści uzyskiwanej dzięki zastosowaniu w pierwszym stopniu triody zamiast pentody. Współczynnik szumów wzmacniacza kaskodowego można przeanalizować na przykładzie rezonansowego wzmacniacza kaskodowego, dla którego schemat obwodu wejściowego przedstawiono na rys. 15a.

Zakłada się, że zarówno na wejściu, jak i na wyjściu wzmacniacza obciążeniem są obwody rezonansowe, dostrojone do częstotliwości sygnału f_0. Przedstawiona na schemacie pojemność C_k obejmuje pojemność skupioną i wszystkie pojemności rozproszone, znajdujące się w obwodzie siatkowym, włączając w to pojemność wejściową lampy.

Oporność R_l jest opornością wejściową lampy, szybko malejącą ze wzrostem częstotliwości i w zakresie UKF, gdzie wzmacniane częstotliwości

są rzędu dziesiątek megaherców, staje się ona porównywalna z opornością obwodu wejściowego. Przy małych częstotliwościach oporność ta jest na tyle duża, że nie uwzględnia się jej. Oporność R_l uwarunkowana jest dwiema przyczynami.

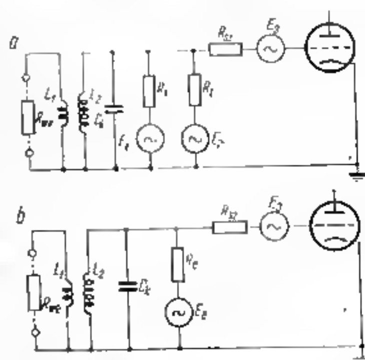
Pierwszą jest wpływ czasu przelotu elektronów, który przy wielkich częstotliwościach staje się porównywalny z okresem drgań. Drugą przyczyną jest wpływ indukcyjności doprowadzenia katody lampy. Oporność czynną jest wpływ indukcyjności doprowadzenia katody lampy. Oporność wejściowa maleje odwrotnie proporcjonalnie do kwadratu częstotliwości:

$$R_l = \frac{A}{f^2} \tag{24}$$

gdzie A — stały dla danego typu lampy współczynnik,
f — częstotliwość wzmacnianego sygnału.

W katalogach lamp elektronowych podaje się wartości oporności wejściowej przy określonej częstotliwości, najczęściej przy częstotliwościach 60 MHz i 30 MHz. Na przykład dla lampy 6H14П przy częstotliwości $f = 60$ MHz oporność $R_l = 40$ kΩ. Dla lampy 6Ж1П przy tej samej częstotliwości $R_l = 12 \div 25$ kΩ. Pod względem oporności wejściowej triody i pentody są mniej więcej podobne.

Ze wzoru (24) zawsze można znaleźć wartość oporności R_l przy dowolnej innej częstotliwości.



Rys. 15. Schemat zastępczy obwodu wejściowego do analizy szumów
a — pełny schemat, b — schemat uproszczony

Oporność R_k (rys. 15a) reprezentuje zastępczą oporność strat obwodu, przetransformowaną na oporność równoległą do obwodu rezonansowego, oraz oporność zewnętrzną, dołączoną równolegle do obwodu w celu zapewnienia niezbędnej szerokości pasma przenoszenia. Na szerokość pasma przenoszenia wpływają w równej mierze oporności R_k i R_l, co i przetransformowana oporność źródła sygnału wejściowego:

$$R'_{we} = m^2 R_{we}$$

gdzie

R'_{we} — przeniesiona oporność źródła sygnału wejściowego,
m — współczynnik transformacji,
R_{we} — oporność źródła sygnału wejściowego.

Oporność zewnętrzną należy wyznaczać z uwzględnieniem wszystkich tych oporności.

Szumy powstające w oporności R_1 różnią się swoim charakterem od szumów właściwych oporności R_k. Na oporności R_k powstaje SEM szumów, której wartość skuteczną oblicza się ze wzoru:

$$E_1 = \sqrt{4kTR_k\Delta f} \tag{25}$$

gdzie

$k = 1,37 \cdot 10^{-23}$ J/st — jest stałą fizyczną*),
Δf — szerokość pasma przenoszenia w Hz,
T — temperatura bezwzględna; zwykle dla warunków pokojowych przyjmuje się $T = 290°$.

Szumy te tłumaczy się chaotycznym ruchem naładowanych cząstek w samym oporniku.

Siłę elektromotoryczną E_2 szumów powstających w oporności R_1 oblicza się ze wzoru:

$$E_2 = \sqrt{4kTt_1R_1\Delta f} \tag{26}$$

We wzorze tym t_1 jest stałym współczynnikiem, nazywanym elektryczną temperaturą zastępczą oporności R_1**). Dla większości lamp wartość t_1 zawiera się w granicach 2,5÷5.

Innymi słowy, szumy oporności wejściowej lampy są większe od szumów powstających na oporności czynnej o tej samej wartości, znajdującej się w temperaturze pokojowej. Dlatego nawet w tym przypadku, kiedy obwód rezonansowy powinien być zabocznikowany dodatkową zewnętrzną opornością czynną w celu otrzymania żądanej szerokości pasma przenoszenia, pożądane jest wybierać lampę o dużych wartościach oporności wejściowej.

Siły elektromotoryczne szumów E_1 i E_2 przedstawiono na rys. 15a jako włączone szeregowo z opornościami R_k i R_1. Na schemacie zastępczym można zawsze zastąpić równolegle połączone oporności R_k i R_1 jedną opornością zastępczą R_e (rys. 15b), taką że

$$\frac{1}{R_e} = \frac{1}{R_k} + \frac{1}{R_1}$$

Oporność ta będzie charakteryzować się swoją temperaturą elektryczną t_e, której wartość zawiera się, zależnie od stosunku oporności R_k i R_1, w granicach między 1 a t_1. Wielkość t_e można wyznaczyć ze wzoru:

$$t_e = \frac{R_1 + R_k t_1}{R_1 + R_k}$$

Jeśli $R_k \gg R_1$, to wartość t_e jest bliska t_1. Jeśli $R_k \ll R_1$, to t_e dąży do jedności; wartość skuteczną SEM szumów powstających w oporności R_e oblicza się ze wzoru:

$$E_e = \sqrt{4kTt_eR_e\Delta f} \tag{27}$$

Należy uwzględnić, że na skutek zależności R_1 od częstotliwości (24), również wielkości R_e i t_e zależą od częstotliwości.

Wzór (27) daje zadowalające rezultaty w większości przypadków praktycznych, ponieważ we wzmacniaczach rezonansowych stosunek szerokości pasma przenoszenia Δf do częstotliwości nośnej f_0 jest zwykle znacznie mniejszy od jedności.

Oporność R_{sz}, przedstawiona na rys. 15, jest opornością fikcyjną, po wartości której sądzi się o szumach zastosowanej lampy. W wyniku fluktuacji prądu anodowego, spowodowanych tym, że w każdej jednostce czasu opuszcza katodę różna ilość elektronów, do rozpatrzonych uprzednio źródeł szumów dodają się jeszcze szumy lampy, nazywane często *szumami śrutowymi*. Fluktuacje prądu anodowego wzrastają przy rozpływie elektronów do poszczególnych elektrod o dodatnich napięciach. Z tego względu szumy lamp wielosiatkowych są większe od szumów triod. Dla wygody analizy szumowych właściwości wzmacniacza przyjmuje się zwykle, że fluktuacje prądu anodowego lampy spowodowane są opornością R_{sz}, a samą lampę traktuje się na schemacie zastępczym jako lampę idealną, pozbawioną szumów. Wielkość oporności szumów lampy podaje się w katalogach lamp elektronowych. Wielkość ta pozostaje stała dla danej lampy w szerokim zakresie częstotliwości. Jedynie przy częstotliwościach najmniejszych R_{sz} wzrasta na skutek powolnych fluktuacji powstających w wyniku zmiany struktury katody.

Wartość R_{sz} (w kΩ) dla triod oblicza się ze wzoru:

$$R_{sz} \approx \frac{2,5 \div 3}{S_a}$$

gdzie S_a jest nachyleniem charakterystyki lampy (w mA/V).

Dla pentody wartość R_{sz} (w kΩ) jest znacznie większa (zwykle 3÷5-krotnie) i wynosi:

$$R_{sz} \approx \left(\frac{2,5}{S_a} + \frac{20 I_{s2}}{S_a^2}\right)\frac{I_a}{I_a + I_{s2}}$$

gdzie

I_a — prąd anodowy pentody (w mA),
I_{s2} — prąd w obwodzie siatki ekranowej (w mA)

---

*) Powszechnie nazywa się ją stałą Boltzmanna (przyp. tłum.).

**) W literaturze dotyczącej zagadnienia szumów stosuje się częściej następujące wielkości: 1) stosunek szumów definiowany jako $n = \frac{e^2}{4kT_0R\Delta f}$ lub $n = \frac{i^2}{4kT_0G\Delta f}$; 2) temperaturę szumu definiowaną jako $t = \frac{e^2}{4kR\Delta f}$ (przyp. tłum.).

Na schemacie zastępczym (rys. 15) oporność R_{sz} jest włączona w ten sposób, że nie bocznikuje ona obwodu rezonansowego; wartość skuteczną SEM szumów powstających w oporności R_{sz} oblicza się ze zwykłego wzoru:

$$E_1 = \sqrt{4kTR_{sz}\Delta f}$$

Źródło sygnału dołączane do zacisków wejściowych wzmacniacza (w przypadku sprzężenia transformatorowego — do uzwojenia pierwotnego transformatora) ma swoją własną oporność wewnętrzną R_{we}, która transformować się będzie do obwodu rezonansowego jako oporność R'_{we}.

W celu przekazania maksymalnej mocy ze źródła do obwodu, współczynnik transformacji powinien być równy:

$$m_M = \sqrt{\frac{R_e}{R_{we}}}$$

W wyniku równoległego dołączania się do R_e oporności przetransformowanej, z którymi to opornościami R_{sz} jest połączona szeregowo, otrzymuje się stosunkowo skomplikowaną zależność do wyznaczania optymalnego pod względem szumów współczynnika transformacji m_{sz}. Przy opornościach R_{sz} porównywalnych z R_e współczynnik transformacji m_{sz} jest nieco mniejszy od wielkości m_M.

Właśnie dlatego, że wartość R_{sz} dla triody jest kilkakrotnie mniejsza od R_{sz} dla pentody o tym samym nachyleniu charakterystyki wygodnie jest stosować w stopniach wejściowych triody. Zastosowanie wzmacniacza kaskodowego odznaczającego się większą stabilnością pozwala uniknąć niebezpieczeństwa wzbudzenia się układu. Jednakże z analizy schematu zastępczego z rys. 15b można wywnioskować, że szczególnie korzystne jest zastosowanie wzmacniacza kaskodowego zamiast pentodowego wszędzie tam, gdzie obwód wejściowy jest szerokopasmowy, tzn. tam, gdzie wartość R_e jest mała. W tym przypadku szumy powstające w oporności R_{sz} odgrywają zasadniczą rolę.

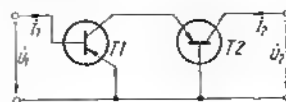
9. WZMACNIACZE KASKODOWE NA TRANZYSTORACH

Wzmacniacze kaskodowe stosuje się szeroko nie tylko we wzmacniaczach zbudowanych na lampach elektronowych, lecz również we wzmacniaczach tranzystorowych. Jedną z wad tranzystorów w porównaniu z lampami elektronowymi przy pracy na wielkich częstotliwościach jest silne wewnętrzne sprzężenie zwrotne, będące wynikiem istnienia przewodności zwrotnej o charakterze zespolonym. Przewodność ta zmniejsza stabilność wzmacniacza, powoduje pojawienie się wzajemnej zależności strojenia obwodów wejściowego i wyjściowego itp.

Aby wyeliminować wpływ wewnętrznego sprzężenia zwrotnego w zwykłych (nie kaskodowych) wzmacniaczach, stosuje się powszechnie układy neutralizujące. Jednakże układy te trzeba zestrajać oddzielnie dla każdego tranzystora, gdyż istnieje znaczny rozrzut wartości przewodności zwrotnych tranzystorów. Wadą układów neutralizujących jest również ich wąskopasmowość (układy neutralizujące zbudowane z elementów R i C zapewniają neutralizację jedynie w stosunkowo wąskim zakresie częstotliwości). Przy zmianie punktów pracy tranzystorów, a także przy zmianie temperatury otoczenia, obwody neutralizujące rozstrajają się.

W tranzystorowych wzmacniaczach kaskodowych wewnętrzne sprzężenie zwrotne jest 100—1000 razy mniejsze niż w stopniu wzmacniacza o wspólnym emiterze. Prowadzi to do poprawy stabilności w szerokim zakresie częstotliwości oraz do zmniejszenia wzajemnego oddziaływania obwodów wejściowego i wyjściowego. Wzmacniacz kaskodowy zapewnia też większe wzmocnienie niż zwykły wzmacniacz tranzystorowy pracujący w układzie o wspólnym emiterze.

Schemat uproszczony wzmacniacza kaskodowego przedstawiono na rys. 16. W przypadku małych sygnałów układ ten można traktować jak pewien równoważny czwórnik czynny. Do analizy najwygodniej jest posłużyć się układem parametrów y (admitancji charakterystycznych) tranzystorów, gdyż parametry te można względnie łatwo zmierzyć. W układzie parametrów y prądy wejściowy $\hat{I}_1$ i wyjściowy $\hat{I}_2$ zależą od napięć: wejściowego $\hat{U}_1$ i wyjściowego $\hat{U}_2$:



Rys. 16. Uproszczony schemat tranzystorowego wzmacniacza kaskodowego

$$\hat{I}_1 = y_{11}\hat{U}_1 + y_{12}\hat{U}_2$$
$$\hat{I}_2 = y_{21}\hat{U}_1 + y_{22}\hat{U}_2 \qquad (28)$$

gdzie:

y_{11} — admitancja wejściowa tranzystora przy zwartym wyjściu, tj. $y_{11} = \hat{I}_1/\hat{U}_1$ przy $\hat{U}_2 = 0$,

y_{12} — admitancja zwrotna, charakteryzująca wpływ napięcia wyjściowego na prąd wejściowy przy zwartym wejściu, tj. $y_{12} = \hat{I}_1/\hat{U}_2$ przy $\hat{U}_1 = 0$,

y_{21} — admitancja przejściowa, charakteryzująca właściwości wzmacniające tranzystora (odpowiada ona nachyleniu charakterystyki lampy elektronowej S_a), $y_{21} = \hat{I}_2/\hat{U}_1$ przy $U_2 = 0$,

y_{22} — admitancja wyjściowa tranzystora przy zwartym wejściu, tj. $y_{22} = \hat{I}_2/\hat{U}_2$ przy $\hat{U}_1 = 0$.

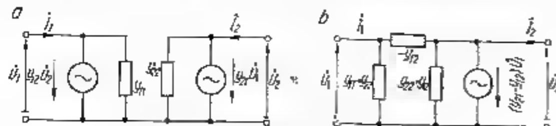
Wszystkie te parametry są w zakresie wielkich częstotliwości zespolone*), jednak przy małych częstotliwościach można przyjąć, że są one rzeczywiste,

*) Pomimo ich zespolonego charakteru parametry tranzystorów przy wielkich częstotliwościach oznacza się często w literaturze bez daszka nad symbolami literowymi — przyp. tłum.

tzn. istnieją tylko składowe czynne. Dla tranzystorów małej mocy, pracujących w układach o wspólnym emiterze, te przewodności czynne mają następujące wartości:

$$g_{11e} \approx (10^{-3} \div 10^{-2})\,\mathrm{S}$$
$$g_{12e} \approx 10^{-6}\,\mathrm{S}$$
$$g_{21e} \approx (10^{-2} \div 10^{-1})\,\mathrm{S}$$
$$g_{22e} \approx 10^{-4}\,\mathrm{S}$$

Wielkości $\dot{U}_1$, $\dot{U}_2$, $\dot{I}_1$, $\dot{I}_2$ wchodzące do układu równań (28) są w ogólnym przypadku zespolone. Układowi równań (28) odpowiada schemat zastępczy tranzystora przedstawiony na rys. 17a. W układzie tym istnieją dwa



Rys. 17. Schematy zastępcze tranzystora
a — z dwoma zastępczymi źródłami prądowymi, b — z jednym zastępczym źródłem prądowym

źródła zastępcze o stałej wydajności prądowej (generatory prądu o natężeniu niezależnym od pozostałych elementów układu). Oznacza to, że w gałęzi zawierającej takie źródło prądowe płynie prąd niezależny od warunków pracy reszty układu. Ponieważ schemat zastępczy tranzystora zawiera właśnie takie źródła prądowe, to układ ten należy do tzw. czwórników czynnych. Temu samemu układowi równań (28) odpowiada również inny schemat zastępczy, wykorzystujący tylko jedno źródło prądowe (rys. 17b). Każdy z tych schematów może odpowiadać dowolnemu z trzech układów włączenia tranzystora, przy czym każdemu z nich odpowiadają inne wartości parametrów y.

Oznaczmy parametry odpowiadające układowi o wspólnym emiterze indeksem e, tzn. y_{11e}, y_{12e}, y_{21e}, y_{22e}. Parametry układu o wspólnej bazie oznaczymy indeksem b.

Ponieważ podstawowy układ wzmacniacza kaskodowego, przedstawiony na rys. 16, zawiera dwa tranzystory włączone w układach o wspólnym emiterze i o wspólnej bazie, to zadaniem analizy właściwości wzmacniacza kaskodowego jest przede wszystkim wyznaczenie parametrów wzmacniacza kaskodowego jako całości. Oznaczmy je indeksem k, tzn. y_{11k}, y_{12k}, y_{21k}, y_{22k}. Schemat czwórnika, równoważnego całemu wzmacniaczowi kaskodowemu, będzie identyczny jak na rys. 17b, z tym, że wszystkie admitancje powinny mieć dopisany indeks k.

Na równi z układem parametrów admitancyjnych y stosuje się powszechnie mieszany układ parametrów h. W układzie tym, inaczej niż w równaniach (28), w których zmiennymi niezależnymi są napięcia wejściowe

i wyjściowe, wykorzystuje się takie równania, w których jako zmienne niezależne przyjmuje się prąd wejściowy $\dot{I}_1$ i napięcie wyjściowe $\dot{U}_2$, tzn.

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= h_{11}\dot{I}_1 + h_{12}\dot{U}_2 \\ \dot{I}_2 &= h_{21}\dot{I}_1 + h_{22}\dot{U}_2 \end{aligned} \tag{29}$$

Parametry mieszane mają następujące oznaczenia fizyczne:

$h_{11} = \dot{U}_1/\dot{I}_1$ przy $\dot{U}_2 = 0$ — impedancja wejściowa przy zwartym wyjściu,
$h_{12} = \dot{U}_1/\dot{U}_2$ przy $\dot{I}_1 = 0$ — współczynnik napięciowego sprzężenia zwrotnego przy rozwartym wejściu,
$h_{21} = \dot{I}_2/\dot{I}_1$ przy $\dot{U}_2 = 0$ — współczynnik wzmocnienia prądowego przy zwartym wyjściu,
$h_{22} = \dot{I}_2/\dot{U}_2$ przy $\dot{I}_1 = 0$ — przewodność wyjściowa przy rozwartym wejściu.

Istnieją również inne układy parametrów czwórnika. W szczególności takim równaniom czwórnika, w których zmiennymi niezależnymi są prąd wyjściowy $\dot{I}_2$ i napięcie wyjściowe $\dot{U}_2$, odpowiada układ parametrów a

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= a_{11}\dot{U}_2 - a_{12}\dot{I}_2 \\ \dot{I}_1 &= a_{21}\dot{U}_2 - a_{22}\dot{I}_2 \end{aligned} \tag{30}$$

Parametry a określone są w następujący sposób:

$$a_{11} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2} \quad \text{przy } \dot{I}_2 = 0$$
$$a_{12} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_2} \quad \text{przy } \dot{U}_2 = 0$$
$$a_{21} = \frac{\dot{I}_1}{\dot{U}_2} \quad \text{przy } \dot{I}_2 = 0$$
$$a_{22} = \frac{\dot{I}_1}{\dot{I}_2} \quad \text{przy } \dot{U}_2 = 0$$

Znajomość parametrów a tranzystorów włączonych w układach o wspólnym emiterze i o wspólnej bazie i wchodzących w skład wzmacniacza kaskodowego umożliwia wyznaczenie parametrów a kaskody. Istnieją dość proste zależności, wiążące parametry a dwustopniowego wzmacniacza z parametrami a poszczególnych stupni tranzystorowych. W przypadku wzmacniacza kaskodowego zależności te mają postać:

$$\left.\begin{aligned} a_{11k} &= a_{11e}a_{11b} + a_{12e}a_{21b} \\ a_{12k} &= a_{11e}a_{12b} + a_{12e}a_{22b} \\ a_{21k} &= a_{21e}a_{11b} + a_{22e}a_{21b} \\ a_{22k} &= a_{21e}a_{12b} + a_{22e}a_{22b} \end{aligned}\right\} \tag{31}$$

Parametry a stopni wzmacniających pracujących w układzie o wspólnym emiterze i w układzie o wspólnej bazie, wchodzące do wzorów (31), można wyrazić przez znane parametry y:

$$\left.\begin{aligned} a_{11} &= -\frac{y_{22}}{y_{21}} \\ a_{12} &= -\frac{1}{y_{21}} \\ a_{21} &= -\frac{y_{11}y_{22}-y_{12}y_{21}}{y_{21}} \\ a_{22} &= -\frac{y_{11}}{y_{21}} \end{aligned}\right\} \qquad (32)$$

Tak więc parametry a wzmacniacza kaskodowego można wyrazić przez znane parametry y poszczególnych stopni kaskody (tzn. przez parametry układu o wspólnym emiterze i układu o wspólnej bazie), podstawiając wyrażenia (32) do wzorów (31). W wyniku takiego postępowania otrzymuje się:

$$\left.\begin{aligned} a_{11k} &= \frac{y_{22b}(y_{22e}+y_{11b})-y_{12b}y_{21b}}{y_{21e}y_{21b}} \\ a_{12k} &= \frac{y_{22e}+y_{11b}}{y_{21e}y_{21b}} \\ a_{21k} &= \frac{y_{11e}y_{22b}(y_{22e}+y_{11b})-y_{12e}y_{21e}y_{22b}+y_{11e}y_{12b}y_{21b}}{y_{21e}y_{21b}} \\ a_{22k} &= \frac{y_{11e}(y_{22e}+y_{11b})-y_{12e}y_{21e}}{y_{21e}y_{21b}} \end{aligned}\right\} \qquad (33)$$

Parametry y wzmacniacza kaskodowego można wyrazić przez parametry a za pomocą wzorów odwrotnych do (32), a mianowicie:

$$\left.\begin{aligned} y_{11} &= \frac{a_{22}}{a_{12}} \\ y_{12} &= -\frac{a_{11}a_{22}-a_{12}a_{21}}{a_{12}} \\ y_{21} &= -\frac{1}{a_{12}} \\ y_{22} &= \frac{a_{11}}{a_{12}} \end{aligned}\right\} \qquad (34)$$

Wyrazimy teraz parametry y wzmacniacza kaskodowego przez parametry y jego stopni składowych:

$$\left.\begin{aligned} y_{11k} &= \frac{y_{11e}(y_{22e}+y_{11b})-y_{12e}y_{21e}}{y_{22e}+y_{11b}} \\ y_{12k} &= -\frac{y_{12e}y_{12b}}{y_{22e}+y_{11b}} \\ y_{21k} &= -\frac{y_{21b}y_{21e}}{y_{22e}+y_{11b}} \\ y_{22k} &= \frac{y_{22b}(y_{22e}+y_{11b})-y_{12b}y_{21b}}{y_{22e}+y_{11b}} \end{aligned}\right\} \qquad (35)$$

Powyższe wzory dla parametrów y wzmacniacza kaskodowego można znacznie uprościć, jeżeli wykorzystać związki pomiędzy parametrami y tranzystora, połączonego w układzie o wspólnej bazie i o wspólnym emiterze, a mianowicie: $y_{11b} \gg y_{22e}$, $y_{11e} \gg y_{12e}$, $y_{11b} \approx -y_{21b}$.

Uproszczone wzory dla parametrów y wzmacniacza kaskodowego mają następującą postać:

$$\left.\begin{aligned} y_{11k} &\approx y_{11e} \\ y_{12k} &\approx y_{12e}\frac{y_{12b}}{y_{21b}} \\ y_{21k} &\approx y_{21e} \\ y_{22k} &\approx y_{22b}-\frac{y_{21b}y_{12b}}{y_{11b}} \end{aligned}\right\} \qquad (36)$$

Wzory dla y_{12k} i y_{22k} można podać w innej formie, jeśli wykorzystać związek pomiędzy parametrami y a parametrami h:

$$y_{12k} \approx y_{12e}h_{12b}$$
$$y_{22k} \approx h_{22b}$$

Ta ostatnia wielkość ma bardzo małą wartość.

Tak więc, już z powyższych wzorów dla parametrów y wzmacniacza kaskodowego wynika, że przewodność wejściowa kaskody jest praktycznie równa przewodności wejściowej wzmacniacza o wspólnym emiterze; przewodność y_{21} (tzn. „nachylenie") również prawie nie zmienia się, natomiast wyraźnie (o kilka rzędów wielkości) maleje wewnętrzne sprzężenie zwrotne. Przewodność wyjściowa wzmacniacza kaskodowego przy zwartym wejściu równa jest przewodności wyjściowej wzmacniacza w układzie o wspólnej bazie przy rozwartym wejściu.

Uwzględniając przewodność obciążenia y_o oraz przewodność wyjściową źródła sygnału y_g, można wyznaczyć przewodności wejściową i wyjściową

oraz współczynniki wzmocnienia prądowego i napięciowego wzmacniacza kaskodowego.

Przewodność wejściowa jest równa:

$$y_{we} = y_{11k} - \frac{y_{12k} y_{21k}}{y_{22k} + y_o}$$

Ponieważ iloczyn $y_{12k} y_{21k}$ jest mały, to w powyższym wzorze można go pominąć i wtedy:

$$y_{we} \approx y_{11k} \approx y_{11e}$$

Przewodność wyjściowa wzmacniacza kaskodowego jest równa:

$$y_{wy} = y_{22k} - \frac{y_{12k} y_{21k}}{y_{11k} + y_o} \approx y_{22k} \approx h_{22b}$$

Wzmocnienie napięciowe określają wzory:

$$k_u = -\frac{y_{21k}}{y_{22k} + y_o} \approx -\frac{y_{21e}}{h_{22b} + y_o}$$

Wzmocnienie prądowe oblicza się ze wzoru:

$$k_i = \frac{y_{21k} y_o}{y_{11k} y_{22k} - y_{12k} y_{21k} + y_{11k} y_o} \approx \frac{y_{21e} y_o}{y_{11e}(h_{22b} + y_o)}$$

Maksymalne wzmocnienie mocy wzmacniacza kaskodowego jest kilkakrotnie większe niż dla samego wzmacniacza w układzie o wspólnym emiterze. Ponadto w układzie o wspólnym emiterze trudno jest zrealizować duże wzmocnienie ze względu na ograniczenia związane z zabezpieczeniem odpowiedniej stabilności.

Ponieważ przewodność zwrotna ulega we wzmacniaczu kaskodowym znacznemu zmniejszeniu, to zyskuje się w ten sposób zwiększenie stabilności pracy. W większości przypadków praktycznych tranzystorowe wzmacniacze kaskodowe nie wymagają żadnej dodatkowej neutralizacji i pracują stabilnie w szerokim zakresie częstotliwości. Oprócz tego we wzmacniaczu kaskodowym przewodność wyjściowa jest nieduża, co umożliwia włączenie do obwodu kolektora całego obwodu rezonansowego. Należy też zauważyć, że małe wartości y_{22k} i y_{12k} powodują zmniejszenie wpływu położenia punktu pracy wzmacniacza kaskodowego na dobroć i częstotliwość rezonansową obwodu obciążenia. Z tych samych względów wzmacniacze kaskodowe z ręczną i automatyczną regulacją wzmocnienia zachowują się bardzo dobrze pod względem stałości częstotliwości obwodów rezonansowych i stałości ich charakterystyk częstotliwościowych w całym dynamicznym zakresie regulacji.

Wartości maksymalnego wzmocnienia wzmacniacza kaskodowego zapewniającego jego stabilną pracę można otrzymać w wyniku analizy warunków bilansu faz i amplitud. Wzmacniacz przyjmuje się za bezwzględnie

stabilny (w sensie braku obawy wzbudzenia się), jeśli przy spełnieniu warunku bilansu faz nie jest spełniony warunek bilansu amplitud. Jednakże w szerszym pojęciu pod stabilnością tranzystorowego wzmacniacza kaskodowego rozumie się — podobnie jak poprzednio w przypadku lampowego wzmacniacza kaskodowego — nie tylko brak generacji (wzbudzenia się), lecz również brak wpływu obwodów wyjściowych na dostrojenie obwodów wejściowych. Dlatego podobnie jak poprzednio, trzeba wprowadzić współczynnik stabilności k_s, wskazujący, jak odległe są warunki pracy wzmacniacza od progu wzbudzenia. Wartość współczynnika k_s przyjmuje się, podobnie jak poprzednio, w granicach $0,8 \div 0,9$.

Podamy bez wyprowadzenia wzór dla maksymalnego dopuszczalnego wzmocnienia napięciowego:

$$k_{u\,max} \leqslant \sqrt{2(1-k_s)\frac{|y_{21k}|}{|y_{12k}|}\frac{1}{1+\cos\Theta}} \tag{37}$$

gdzie $|y_{21k}|$ oznacza moduł zespolonej przewodności (admitancji) y_{21k}.

Jeśli admitancję y_{21k} rozpisać na składowe rzeczywistą (konduktancję) i urojoną (susceptancję):

$$y_{21k} = g_{21k} + jb_{21k}$$

to otrzyma się:

$$|y_{21k}| = \sqrt{g_{21k}^2 + b_{21k}^2}$$

W ten sam sposób otrzymuje się:

$$|y_{12k}| = \sqrt{g_{12k}^2 + b_{12k}^2}$$

Kąt fazowy Θ zależy od stosunku części rzeczywistej do części urojonej iloczynu $y_{12k} y_{21k}$, a mianowicie:

$$\Theta = \operatorname{arctg}\frac{b_{12k}}{g_{12k}} + \operatorname{arctg}\frac{b_{21k}}{g_{21k}} = \Theta_{12k} + \Theta_{21k}$$

Kąty fazowe Θ_{12k} i Θ_{21k} odpowiadające admitancjom y_{12k} i y_{21k} można łatwo zmierzyć. Ponieważ wielkość $\cos\Theta$ wchodząca do wzoru (37) może się zmieniać w granicach od -1 do $+1$, to minimalna wartość ostatniego ułamka w tym wzorze wynosi 0,5. Dlatego też w celu jakościowej oceny zysku, wynikającego z zastosowania wzmacniacza kaskodowego, w najgorszym przypadku, tzn. $\cos\Theta = 1$, trzeba porównać wartości modułów admitancji y_{21k} i y_{12k} kaskody z analogicznymi wartościami dla innych typów wzmacniaczy.

Ponieważ, jak już stwierdzono poprzednio, $y_{21k} \approx y_{21e}$, a $y_{12k} \approx y_{12e}\frac{y_{12b}}{y_{21b}}$, to w celu oszacowania zysku należy określić, dokładnie y_{12k} jest mniejsze od y_{12e}. W tym celu posłużymy się wzorami wiążącymi parametry y dla

dwóch różnych układów połączeń tranzystorów:

$$y_{11b} = y_{11e} + y_{12e} + y_{21e} + y_{22e}$$
$$y_{12b} = -y_{12e} - y_{22e}$$
$$y_{21b} = -y_{21e} - y_{22e}$$
$$y_{22b} = y_{22e}$$

Zatem związek pomiędzy y_{12k} a y_{12e} ma następującą postać:

$$y_{12k} = y_{12e}\frac{y_{12e} + y_{22e}}{y_{21e} + y_{22e}}$$

Ponieważ zwykle $y_{21e} \gg y_{12e}$, więc tu leży źródło zysku. Tak np. jeśli wziąć pod uwagę przytoczone poprzednio wartości składowych rzeczywistych parametrów y tranzystora pracującego w układzie o wspólnym emiterze, to można oszacować rząd wielkości parametru y_{12k} przy małych częstotliwościach:

$$y_{12k} = (0{,}001 \div 0{,}01)\, y_{12e}$$

Przy takim oszacowaniu dopuszczalne stabilne wzmocnienie kaskody jest 10÷30 razy większe niż wzmocnienie wzmacniacza pracującego w układzie o wspólnym emiterze.

Aby obliczyć dokładną wartość zysku stabilnego wzmocnienia, pochodzącego z zastosowania wzmacniacza kaskodowego, oraz wartość bezwzględną maksymalnego dopuszczalnego wzmocnienia przy określonej częstotliwości, trzeba wyznaczyć wartości zespolone parametrów y_{12e}, y_{22e} i y_{21e} albo drogą bezpośredniego ich pomiaru na tej częstotliwości, albo obliczając je na podstawie znanych parametrów fizycznego schematu zastępczego tranzystora.

Rys. 18. Schemat fizyczny tranzystora typu π

Schematy fizyczne tranzystora odzwierciedlają jego właściwości w szerokim zakresie częstotliwości. Najlepiej zadanie to spełnia schemat zastępczy tranzystora typu π. Schemat ten, przedstawiony na rys. 18, obowiązuje dla prawie wszystkich typów tranzystorów. Na schemacie tym poszczególne wielkości mają następujące znaczenie:

$r_{bb'}$ — oporność rozproszona bazy (10÷100 Ω),
$r_{b'e}$ — oporność równoległa emitera (100÷1000 Ω),
$C_{b'e}$ — pojemność równoległa emitera (100÷10 000 pF),

$r_{cb'}$ — oporność kolektora (1÷10 MΩ),
C_{Tc} — pojemność bariery kolektora (10÷50 pF),
C_{cb} — międzyelektrodowa pojemność kolektor-baza (dla tranzystorów małej mocy $C_{cb} \approx 1$ pF),
A — bezwymiarowy współczynnik, charakteryzujący wzmacniające właściwości tranzystora (100÷5000),
r_{ec} — oporność odzwierciedlająca proces dyfuzji nośników mniejszościowych z emitera do kolektora (1÷10 kΩ),
L_{ec} — indukcyjność odzwierciedlająca proces dyfuzji nośników mniejszościowych (rzędu pojedynczych milihenrów).

Impedancję $\hat{Z}_{ec} = r_{ec} + j\omega L_{ec}$ można traktować — zgodnie ze schematem zastępczym z rys. 18 — jako oporność wewnętrzną zastępczego źródła napięciowego o SEM równej $AU_{b'e}$. Wzory wyrażające parametry y tranzystora przez parametry jego schematu zastępczego przyjmują wygodną do obliczeń postać, jeśli wprowadzić pewne częstotliwości charakterystyczne:

$$f_S = \frac{1}{2\pi C_{b'e}\dfrac{r_{bb'} r_{b'e}}{r_{bb'} + r_{b'e}}}; \qquad f_A = \frac{r_{ec}}{2\pi L_{ec}}; \qquad f_\beta = \frac{1}{2\pi C_{b'e} r_{b'e}}$$

Admitancja y_{11e} zawiera składową czynną oraz pojemnościową składową bierną: $y_{11e} = \dfrac{1}{r_{11e}} + j\omega C_{11e}$. Wielkości r_{11e} i C_{11e} zależą od częstotliwości. Ich wartości wiążą się z częstotliwością oraz z fizycznymi parametrami tranzystora w następujący sposób:

$$r_{11e} = r_{bb'} + r_{b'e}\frac{1 + \left(\dfrac{f}{f_S}\right)^2}{1 + \dfrac{r_{bb'} + r_{b'e}}{r_{bb'}}\left(\dfrac{f}{f_S}\right)^2} \qquad (38)$$

$$C_{11e} = \frac{1 - \dfrac{f}{f_S}}{2\pi f_S r_{bb'}}$$

Admitancję y_{21e} lepiej jest — mając na względzie wygodę obliczeń — wyrazić przez jej moduł $|y_{21e}|$ i kąt fazowy φ_S:

$$|y_{21e}| \approx \frac{A}{r_{ec}}\frac{r_{b'e}}{r_{bb'} + r_{b'e}}\frac{1}{\sqrt{1 + \left(\dfrac{f}{f_S}\right)^2}}$$

$$\varphi_S \approx \operatorname{arctg}\left(-\frac{f}{f_S}\right)$$

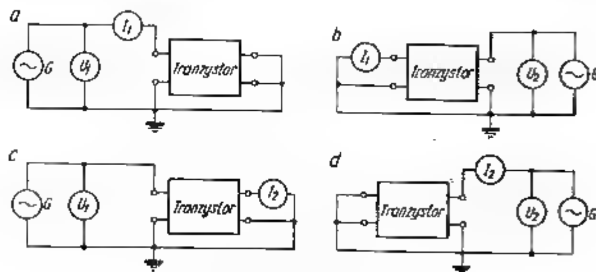
Wartość $|y_{21e}|$ zaczyna szybko maleć powyżej częstotliwości $f = f_S$, przy której $|y_{21e}| = \frac{1}{\sqrt{2}} g_{21e}$. Admitancję y_{21e} można przedstawić również jako admitancję gałęzi zawierającej szeregowo połączone i zależne od częstotliwości oporność r_{21e} i indukcyjność L_{21e}, przy czym

$$r_{21e} \approx \frac{r_{ce}}{A}\frac{r_{bb'}+r_{b'e}}{r_{b'e}} \qquad (39)$$

$$L_{21e} \approx \frac{r_{21e}}{2\pi f_S}$$

Admitancję y_{22e} można traktować jako równoległe połączenie zależnych od częstotliwości oporności r_{22e} i pojemności C_{22e}. W identyczny sposób można przedstawić również admitancję y_{12e}.

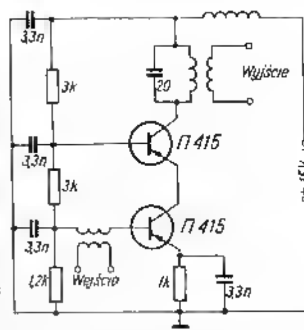
Znając zatem parametry fizyczne tranzystora, niezależne od układu włączenia tranzystora, można wyznaczyć parametry admitancyjne y na drodze rachunkowej. Trzeba jednak podkreślić, że parametry te można stosunkowo łatwo zmierzyć przy interesującej częstotliwości. Zwarcie wejścia lub wyjścia tranzystora, które trzeba zrealizować przy dokonywaniu pomiarów parametrów y, osiąga się przez zamknięcie drogi przepływu składowej zmiennej prądu za pomocą kondensatora o odpowiednio dużej pojemności.



Rys. 19. Schematy układów do pomiaru parametrów y tranzystora
a — y_{11}, b — y_{12}, c — y_{21}, d — y_{22}

Układy pomiarowe przeznaczone do określenia parametrów y_{11}, y_{12}, y_{21}, y_{22} przedstawiono na rys. 19. Amplituda napięcia sygnału powinna być na tyle mała, by zapewnić pracę tranzystora w warunkach liniowych.

Na podstawie znalezionych (dla wybranej częstotliwości) wartości parametrów y można — korzystając ze wzoru (37) — obliczyć wartość dopuszczalnego wzmocnienia napięciowego k_{umax} wzmacniacza kaskodowego. Wyniki takich obliczeń przytaczanych w literaturze wskazują, że przy $k_s = 0{,}8$ tranzystory typu П 401÷П 403, których punkt pracy określają wartości: $U_C = -6$ V, $I_C = 3$ mA, pozwalają uzyskać przy częstotliwości 0,5 MHz wartość $k_{umax} = 1000$, a przy częstotliwości 5 MHz — wartość $k_{umax} = 150$. Natomiast zwykły wzmacniacz w układzie o wspólnym emiterze, w którym pracują te same tranzystory i w tym samym punkcie pracy co poprzednio, zapewnia przy częstotliwości 0,5 MHz tylko $k_{umax} = 30$, a przy częstotliwości 5 MHz — $k_{umax} = 10$.



Rys. 20. Schemat wzmacniacza kaskodowego na tranzystorach

Przykład praktycznego schematu kaskodowego wzmacniacza rezonansowego przedstawiono na rys. 20. Układ zrealizowany na tranzystorach typu П 415 pracuje przy częstotliwości 30 MHz bez dodatkowej neutralizacji. Prąd emitera każdego z tranzystorów jest równy 2,5 mA. Składowe impedancji wejściowej i wyjściowej każdego z układów mają następujące wartości:

$$R_{we} = 100 \div 400\ \Omega; \quad C_{we} = 15 \div 100\ \text{pF}; \quad R_{wy} = 5 \div 20\ \text{k}\Omega; \quad C_{wy} = 10 \div 18\ \text{pF}.$$

Rozdział drugi

ZASTOSOWANIE WZMACNIACZY KASKODOWYCH

10. WZMACNIACZ WIELKIEJ CZĘSTOTLIWOŚCI ODBIORNIKA TELEWIZYJNEGO

W przykładzie z rozdziału pierwszego przytaczano układ rezonansowego wzmacniacza kaskodowego (rys. 6). Układ taki można traktować jako podstawę opracowań układów wzmacniaczy wielkiej i pośredniej częstotliwości w radiowych urządzeniach odbiorczych. Dalej rozpatrzone będą konkretne układy, stosowane w różnorodnej radiowej aparaturze odbiorczej.

W nowoczesnych odbiornikach telewizyjnych, odznaczających się dużą czułością, sygnał z anteny doprowadzany jest zwykle do kaskodowego wzmacniacza wielkiej częstotliwości. Konstrukcyjnie wzmacniacz kaskodowy umieszcza się zazwyczaj w bloku przełącznika kanałów telewizyjnych.

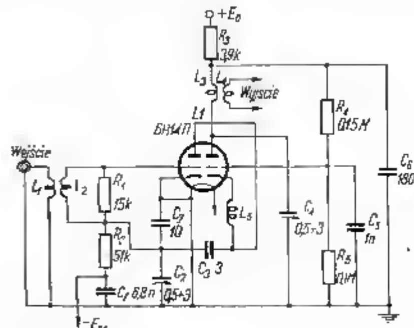
Na rys. 21 przedstawiono schemat podstawowy kaskodowego wzmacniacza wielkiej częstotliwości w przełączniku kanałów telewizyjnych typu ПТК-1, zbudowanego na duotriodzie typu 6Н14П. Zarówno dla prądu stałego, jak i dla prądu zmiennego triody są połączone szeregowo. Cewki L_1, L_2, L_3 i L_4 dla różnych zakresów przełączane są za pomocą przełącznika bębnowego, którego nie uwidoczniono na schemacie.

Napięcie polaryzacji siatki lewej połówki lampy *L1* doprowadza się z regulatora kontrastu. Napięcie polaryzacji siatki prawej połówki lampy *L1* zależy od stosunku oporności R_4 do R_5.

Sprzężenie z anteną jest indukcyjne. Obwód siatkowy zbocznikowany jest dodatkowo stałym opornikiem R_1. Pojemność obwodu stanowią pojemności lampy oraz montażu.

Kondensatory C_2 i C_3 razem z pojemnościami międzyelektrodowymi C_{as} i C_{sk} lewej połówki lampy *L1* tworzą mostek, w którego jedną z przekątnych włączono cewkę L_2, a w drugą przekątną — przestrzeń anoda-katoda lewej połówki lampy *L1*. Przy równoważeniu mostka następuje neutralizacja pojemności C_{as}. Poprawia to stałość wzmacniacza, a także zabezpiecza przed przedostawaniem się napięcia heterodyny z obwodu wyjściowego lampy do obwodu anteny.

Cewkę L_5 dostraja się do rezonansu z pojemnościami rozproszonymi przy częstotliwości około 140 MHz, a to w celu wyrównania wzmocnienia w kanałach telewizyjnych pierwszym i dwunastym. Obwód rezonansowy



Rys. 21. Schemat kaskodowego wzmacniacza wielkiej częstotliwości odbiornika telewizyjnego

utworzony przez tę cewkę oraz przez pojemności rozproszone ma bardzo płaską krzywą rezonansową ze względu na bocznikujące działanie oporności wejściowej prawej połówki lampy *L1*. Dlatego odpada konieczność przełączania cewki L_5 przy przechodzeniu z zakresu na zakres.

Indukcyjność cewki L_5 wyznacza się ze wzoru:

$$L_5 = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C}$$

gdzie f_0 oznacza częstotliwość rezonansową obwodu, a

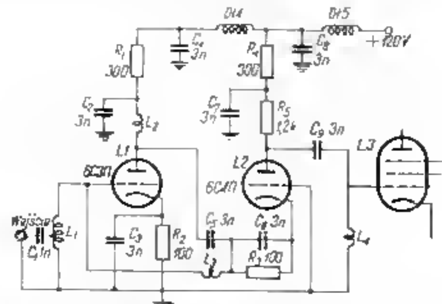
$$C = C_k + \frac{C_{wy1} C_{we2}}{C_{wy1} + C_{we2}}$$

przy czym C_k — pojemność rozproszona cewki,
C_{wy1} — pojemność wyjściowa wzmacniacza z uziemioną katodą,
C_{we2} — pojemność wejściowa wzmacniacza z uziemioną siatką.

Cewka L_3 tworzy wespół z kondensatorem C_4 i pojemnościami rozproszonymi wyjściowy obwód rezonansowy wzmacniacza kaskodowego. Obwód ten jest sprzężony indukcyjnie z siatką lampy mieszającej, do której doprowadza się również napięcie heterodyny

11. SZEROKOPASMOWY WZMACNIACZ WIELKIEJ CZĘSTOTLIWOŚCI Z RÓWNOLEGŁYM POŁĄCZENIEM LAMP DLA PRĄDU STAŁEGO

Podstawowy schemat wzmacniacza przedstawiono na rys. 22. Lampy *L1* i *L2* są dla wielkiej częstotliwości połączone szeregowo, tzn. składowa zmienna prądu anodowego obu lamp jest taka sama. Dlatego wszystkie rozpatrzone uprzednio własności wzmacniacza kaskodowego odnoszą się również do omawianego układu. Cechą charakterystyczną układu jest



Rys. 22. Schemat wzmacniacza kaskodowego, w którym lampy połączone są równolegle dla prądu stałego

równoległe połączenie lamp *L1* i *L2* dla prądu stałego. Pozwala to zastosować źródło napięcia anodowego o dwukrotnie niższym napięciu.

Zastosowanie triod o dużym nachyleniu jako lamp *L1* i *L2* umożliwia obniżenie poziomu szumów.

Z gniazda wejściowego wielkiej częstotliwości doprowadza się sygnał poprzez kondensator sprzęgający C_1 do odczepu cewki L_1. Cewka L_1 wraz z pojemnościami układu tworzy obwód rezonansowy, nastrojony na częstotliwość pośrednią. Autotransformatorowe włączenie cewki umożliwia dopasowanie obwodu siatkowego do źródła sygnału wejściowego, tak by uzyskać minimum szumów.

Pasmo przenoszenia obwodu siatkowego zależy od oporności wejściowej lampy *L1*, od zastępczej oporności strat cewki L_1 oraz od przetransformowanej oporności źródła sygnału wejściowego (w omawianym przypadku transformuje się oporność falowa kabla koncentrycznego).

Lampa *L1* obciążona jest małą opornością wejściową lampy *L2*. Indukcyjność L_2 dostraja się wespół z pojemnościami rozproszonymi do częstotliwości sygnału wzmacnianego. Indukcyjność L_3 dostraja się do rezonansu z pojemnością C_{a1} lampy *L1*. Dzięki temu poprawia się nieco stabilność pierwszego stopnia wzmacniacza zbudowanego na lampie *L1*.

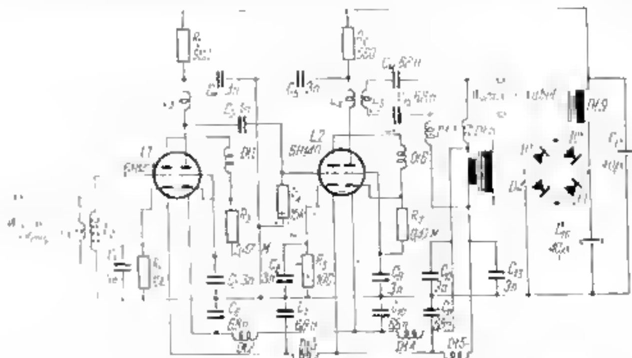
Ponadto cewka L_1 służy do połączenia dla prądu stałego katody lampy *L2* z ziemią.

Odpowiednie warunki pracy lamp *L1* i *L2* zapewnia się przez wybór napięcia zasilania anodowego oraz napięć polaryzacji siatek lamp. W danym układzie napięcie polaryzacji zarówno dla lampy *L1*, jak i dla lampy *L2* uzyskuje się w wyniku przepływu prądu katodowego odpowiedniej lampy przez opornik katodowy. Wymagane wartości napięć polaryzacji osiąga się przez dobór oporności R_2 i R_3.

Obciążeniem anodowym lampy *L2* jest obwód rezonansowy, utworzony przez indukcyjność L_4 i pojemności rozproszone. Dla wielkiej częstotliwości obwód ten zabocznikowany jest opornością R_1, której wartość dobiera się pod kątem żądanej szerokości pasma przenoszenia.

12. WZMACNIACZ DO PRZYSTAWKI ANTENOWEJ

Przy odbiorze odległych stacji telewizyjnych stosuje się wzmacniacze antenowe umieszczane razem z anteną. Doprowadzony do wzmacniacza antenowego sygnał wzmacnia się, a następnie doprowadza się go kablem do odbiornika telewizyjnego. Na rys. 23 przedstawiono przystawkę an-



Rys. 23. Schemat wzmacniacza kaskodowego do przystawki antenowej

tenową, zbudowaną na kaskodach. Zastosowanie kaskody na wejściu bezpośrednio za anteną pozwala na względne zwiększenie stosunku sygnału do szumu, a tym samym na zwiększenie zasięgu odbioru stacji telewizyjnych.

Do osobliwości tego układu należy zaliczyć sposób uzyskania napięcia polaryzacji siatek prawych połówek lamp. Niewielkie ujemne napięcie

polaryzacji powstaje dzięki elementom R_3C_2 i R_7C_9, włączonym w obwody siatkowe lamp tak, że w lampie płynie pewien prąd siatki nawet przy niewielkim ujemnym napięciu polaryzacji. W wyniku tego przesuwa się również punkt pracy.

Przystawkę zasila się poprzez ten sam kabel dwuprzewodowy, za pomocą którego doprowadza się sygnał wielkiej częstotliwości z przystawki do odbiornika telewizyjnego. Kablem tym doprowadza się do przystawki napięcie zmienne 6,3 V o częstotliwości 50 Hz. Na obu końcach kabla dokonuje się rozdzielenia sygnału wielkiej częstotliwości i napięcia sieci.

13. PODSTAWOWE WŁASNOŚCI KASKODOWYCH WZMACNIACZY MAŁEJ CZĘSTOTLIWOŚCI

Możliwość otrzymania bardzo dużego wzmocnienia przy niskim poziomie szumów własnych przy zastosowaniu kaskody wykorzystuje się również we wzmacniaczach małej częstotliwości. Szerokość pasma przenoszenia wzmacniacza kaskodowego, podobnie jak i zwykłego wzmacniacza, zależy od wartości sumarycznej pojemności dołączonej równolegle do obwodu anodowego oraz od oporności obciążenia wzmacniacza. Stosunkowo wąskie pasmo częstotliwości, które trzeba wzmacniać przy niezniekształconym odtwarzaniu muzyki i mowy (zaledwie około 15 kHz), umożliwia zwężenie szerokości pasma przenoszenia wzmacniacza. Wielkość oporności obciążenia może przy tym dochodzić do wartości $R_0 > \varrho_{ae}$. W rozdziale pierwszym wykazano, że w tym przypadku wzmocnienie kaskody jest bliskie maksymalnemu możliwemu wzmocnieniu, tzn. K_e.

We wzmacniaczach małej częstotliwości, zwłaszcza w tych wzmacniaczach, które odznaczają się dużą opornością wejściową, dużą rolę odgrywa wartość pojemności wejściowej. Jeśli obciążenie w obwodzie anodowym jest czysto rzeczywiste, to wejściowa admitancja dynamiczna lampy ma charakter czysto pojemnościowy. Dla wzmacniacza triodowego z uziemioną katodą można otrzymać, na podstawie zależności (18) i (19), następujące wyrażenie na pojemność wejściową, powstającą w wyniku sprzężenia przez pojemność C_{as}:

$$C'_{we} = C_{as}(1 + k_u)$$

Przy dużych k_u wielkość ta we wzmacniaczach triodowych może sięgać setek pikofaradów. We wzmacniaczu kaskodowym wzmocnienie pierwszej triody jest zbliżone do jedności. Dlatego też wielkość C'_{we} znacznie maleje dla wzmacniaczy kaskodowych i jest równa:

$$C'_{we} = 2C_{as}$$

Te właśnie własności tłumaczą szerokie zastosowanie wzmacniaczy kaskodowych we wzmacniaczach mikrofonowych i w stopniach wejściowych kanałów odtwarzania magnetofonów, tzn. we wzmacniaczach pracujących przy niskich poziomach sygnału wejściowego. Wzmacniacze takie powinny, jak wiadomo, odznaczać się jak największym wzmocnieniem przy jak najniższym poziomie szumów własnych.

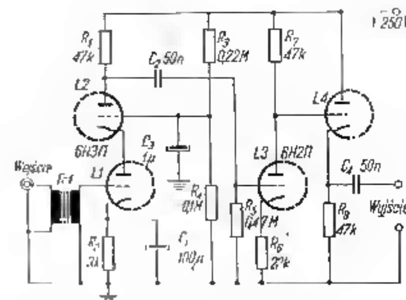
Wzmacniacze kaskodowe stosuje się również w elektronowych stabilizatorach napięcia. Zastosowanie w nich kaskody pozwala znacznie poprawić parametry elektronowego stabilizatora napięcia.

Wzmacniacz kaskodowy zawiera dwa niezależne elementy sterowania: siatki triod pierwszej i drugiej. Właściwość ta pozwala zastosować kaskodę we wzmacniaczach o podwójnym sterowaniu oraz we wzmacniaczach selektywnych, znacznie rozszerzając w ten sposób jej możliwości. Wreszcie różnorodne odmiany podstawowego układu kaskody, w połączeniu z możliwością podwójnego sterowania, odznaczają się specjalnymi własnościami, charakterystycznymi tylko dla tych układów.

Przykłady zastosowań praktycznych różnorodnych wzmacniaczy kaskodowych małej częstotliwości, ich parametry i właściwości przedstawiono w następnych paragrafach.

14. WZMACNIACZ MIKROFONOWY

Charakterystyczne własności wzmacniacza kaskodowego wykorzystuje się w sposób najpełniejszy we wzmacniaczach mikrofonowych oraz w magnetofonach we wzmacniaczach wstępnych kanałów odczytu, a więc we wzmac-



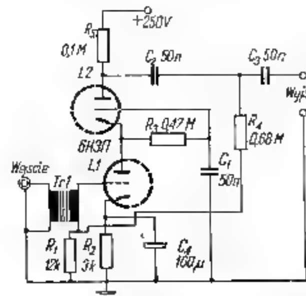
Rys. 24. Schemat kaskodowego wzmacniacza mikrofonowego

niaczach, odznaczających się bardzo niskim poziomem sygnału wejściowego. Kaskodowy wzmacniacz wstępny zapewnia w takich przypadkach stosunek sygnału do szumu dostateczny do dobrego odtworzenia dźwięku.

Układ podstawowy oraz obliczenie kaskodowych wzmacniaczy małej częstotliwości nie różnią się praktycznie niczym od wzmacniaczy wielkiej

częstotliwości. Pełny schemat ideowy wzmacniacza mikrofonowego przedstawiono na rys. 24. Wzmacniacz przeznaczony jest do współpracy z mikrofonem dynamicznym, a jego całkowite wzmocnienie jest równe 51 dB.

Wadą takiego wzmacniacza jest zastosowanie w nim ustalonego napięcia polaryzacji siatki górnej triody. Przy zmianach parametrów lampy zmienią się również warunki jej pracy. Wadę tę można usunąć przez zastosowanie automatycznego napięcia polaryzacji, wytwarzanego przez prąd siatki lampy *L2* na oporniku R_3 (rys. 25). Dla napięcia sygnału siatka lampy *L2* jest uziemiona przez kondensator C.



Rys. 25. Schemat kaskodowego wzmacniacza mikrofonowego z ujemnym sprzężeniem zwrotnym

W celu poprawienia liniowości wzmacniacza i rozszerzenia zakresu jego dynamiki można zastosować ujemne sprzężenie zwrotne. Napięcie wyjściowe z obciążenia kaskody doprowadza się przez kondensator sprzęgający do dzielnika napięcia R_4 R_1. Napięcie sprzężenia zwrotnego doprowadza się do siatki lampy *L1*.

Mikrofonowym wzmacniaczom kaskodowym stawia się wymagania analogiczne do wymagań stawianych zwykłym stopniom wejściowym, pracującym przy niskim poziomie sygnału wejściowego: staranny montaż, ekranowanie obwodów wejściowych, zabezpieczenie lampy przed wibracjami w celu uniknięcia mikrofonowania i inne.

15. WZMACNIACZ PRĄDU STAŁEGO O BARDZO DUŻYM WZMOCNIENIU

W wielu układach elektronicznych powstaje potrzeba uzyskania bardzo dużego wzmocnienia przy zapewnieniu odpowiedniej stabilności pracy wzmacniacza. Na przykład, od wartości wzmocnienia wzmacniacza sterującego zależy oporność wyjściowa, a więc i właściwe działanie elektronowego stabilizatora napięcia. Jego oporność wyjściową określa wyrażenie:

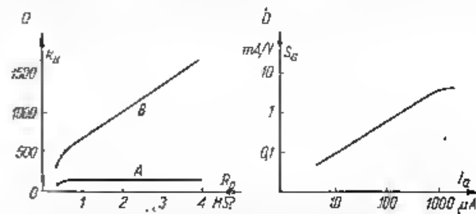
$$R_{wy} \approx \frac{1}{S_{asz} k_{us}}$$

gdzie:

S_{asz} — nachylenie charakterystyki lampy szeregowej,
k_{us} — wzmocnienie lampy sterującej.

Typowy wzmacniacz na pentodzie pracujący w tym układzie ma wzmocnienie $k_{us} = 100$, zatem przy nachyleniu charakterystyki lampy szeregowej $S_{asz} = 5$ mA/V oporność wyjściowa stabilizatora jest równa $R_{wy} = 2\Omega$*).

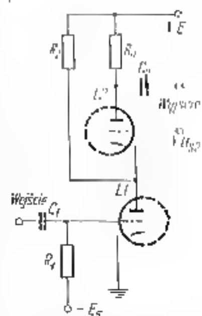
Jak wynika ze wzoru (11), wzmocnienie kaskody rośnie liniowo ze wzrostem oporności obciążenia w anodzie. Jednakże nie można zwiększać nieograniczenie oporności obciążenia anodowego. Sprawa polega na tym, że



Rys. 26. Charakterystyki wzmacniacza kaskodowego
a — zależność wzmocnienia od oporności obciążenia, b — zależność nachylenia charakterystyki od prądu anodowego

napięcie zasilania anodowego wzmacniacza sterującego jest stałe i równe napięciu wyjściowemu stabilizatora. Dlatego przy zwiększaniu oporności obciążenia w anodzie zmniejsza się prąd anodowy triod wzmacniacza kaskodowego. Jak wykazały pomiary, przy zmniejszaniu prądu anodowego triody maleje jej nachylenie charakterystyki. Dlatego przy zwiększaniu oporności anodowej lampy *L2* powyżej pewnej granicy nie stwierdza się odpowiedniego wzrostu wzmocnienia kaskody (krzywa *A* na rys. 26a). Powyższa uwaga potwierdza się na rys. 26b, przedstawiającym zależność statycznego nachylenia charakterystyki triody od prądu anodowego, zdjętą przy bardzo małych wartościach tego prądu.

Wzmocnienie kaskody z bardzo dużą opornością obciążenia w anodzie można zwiększyć drogą zwiększenia nachylenia charakterystyki dolnej lampy kaskody. W tym celu, jak wynika z rys. 26b, przez lampę *L1* powinien płynąć odpowiednio duży prąd. W układzie wzmacniacza kaskodowego przedstawionego na rys. 27 zwiększenie prądu anodowego lampy *L1* uzy-



Rys. 27. Wzmacniacz kaskodowy ze zwiększonym prądem dolnej lampy

*) Oczywiście warunkiem uzyskania tak małej oporności wyjściowej jest zasilanie stabilizatora ze źródła o dostatecznie małej oporności wewnętrznej — przyp. tłum.

skuje się dzięki połączeniu jej anody ze źródłem napięcia anodowego za pomocą dodatkowego opornika R_7.

Wielkości S_a i ϱ_a triody zmieniają się przy zmianach prądu anodowego, jednakże ich iloczyn, równy K_a, pozostaje stały. Oznacza to, że w przypadku zastosowania we wzmacniaczu kaskodowym jednakowych lamp, gdy prądy tych lamp są różne, związki między parametrami tych lamp będą następujące:

$$\varrho_{a1} \neq \varrho_{a2}; \quad S_{a1} \neq S_{a2}; \quad K_{a1} = K_{a2} = K_a$$

Przypominamy, że dokładne wyrażenie dla wzmocnienia kaskody (8) miało postać:

$$k_u = \frac{K_{a1}(K_{a2}+1)R_0}{R_0+\varrho_{a1}(K_{a2}+1)+\varrho_{a2}}$$

W przypadku zastosowania jednakowych lamp, ale pracujących przy różnych prądach anodowych:

$$k_a = \frac{K_a(K_a+1)R_0}{R_0+\varrho_{a1}(K_a+1)+\varrho_{a2}} \approx \frac{K_a^2 R_0}{R_0+K_a\varrho_{a1}+\varrho_{a2}}$$

Dzieląc licznik i mianownik prawej części tego wyrażenia przez $K_a\varrho_{a1}$ otrzymamy, że wzmocnienie kaskody jest wprost proporcjonalne do nachylenia charakterystyki pierwszej triody:

$$k_a = \frac{S_{a1}R_0}{1+\dfrac{R_0+\varrho_{a2}}{K_a\varrho_{a1}}} \tag{40}$$

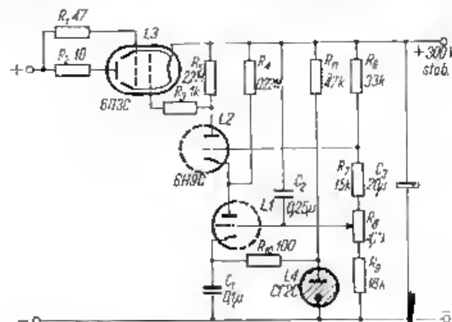
Wyniki eksperymentalnych badań wzmocnienia kaskody ze zwiększonym prądem dolnej lampy przedstawiono na rys. 26a (krzywa *B*). O ile w zwykłym wzmacniaczu kaskodowym przy zwiększaniu oporności obciążenia od 200 kΩ do 4 MΩ wzmocnienie było prawie stałe i równe około 100 (krzywa *A*), to w układzie z dodatkowym prądem dolnej triody wzmocnienie rośnie w sposób ciągły i dochodzi do 1700 przy oporności obciążenia w anodzie równej 4 MΩ. Przy zdejmowaniu obu charakterystyk, przedstawionych na rys. 26a, warunki pracy górnej triody wybierano w ten sposób, żeby spadek napięcia na oporności obciążenia w anodzie pozostawał stały.

Pełny schemat elektronowego stabilizatora napięcia, w którym jako wzmacniacz sterujący zastosowano kaskodę o bardzo dużym wzmocnieniu, przedstawiono na rys. 28. Stabilizator jonowy *L4*, połączony z katodą dolnej lampy kaskody *L1*, służy do wytworzenia napięcia odniesienia U_{odn}. Spadek napięcia na stabilizatorze jonowym jest stały i praktycznie nie zależy od wahań napięcia zasilania. Część napięcia wyjściowego stabilizatora elektronowego U_{st} pobiera się z dzielnika napięcia $R_6 \div R_9$ i doprowadza

się do siatki lampy *L1*. Między siatką a katodą lampy *L1* występuje więc różnica napięcia odniesienia i części napięcia wyjściowego stabilizatora:

$$U_r = U_{odn} - U_{st}$$

Parametry dzielnika napięcia dobiera się w ten sposób, aby napięcie różnicowe było równe napięciu polaryzacji siatki lampy *L1* w punkcie pracy. Wówczas spadek napięcia na obciążeniu anodowym kaskody R_5 będzie równy napięciu polaryzacji siatki lampy *L3* w punkcie pracy. Przy odchyleniu wartości napięcia wyjściowego stabilizatora elektronowego od wartości zadanej, między siatką a katodą lampy *L1* występuje napięcie zmienione o ΔU_{st} względem początkowego napięcia polaryzacji siatki tej lampy. Zazwyczaj wielkość ΔU_{st} nazywana jest sygnałem błędu. Wzmoc-



Rys. 28. Elektronowy stabilizator napięcia z kaskodowym wzmacniaczem sterującym

niony przez kaskodę sygnał błędu doprowadza się do siatki lampy *L3*, co powoduje zmianę jej oporności wewnętrznej. Odpowiednio do tego zmienia się również napięcie wyjściowe stabilizatora.

Oczywiste jest, że im większe jest wzmocnienie kaskody, tym mniejsze wartości sygnału błędu powodują zmianę oporności wewnętrznej lampy *L3*, wystarczającą do skompensowania tego sygnału błędu, tzn. tym lepsza jest stabilizacja napięcia wyjściowego stabilizatora.

Stabilizator jonowy, stanowiący źródło napięcia odniesienia, ma dostatecznie dużą oporność wewnętrzną. Na oporności tej, włączonej między ziemią a katodą lampy *L1*, wytwarza się na skutek prądu anodowego lampy *L1* ujemne sprzężenie zwrotne. Prowadzi to do zmniejszenia wzmocnienia kaskody dla prądu zmiennego. W celu zlikwidowania tego sprzężenia zwrotnego stabilizator jonowy bocznikuje się kondensatorem C_1. Dla zabezpieczenia się przed powstaniem drgań relaksacyjnych, do czego

sklonne są układy ze stabilizatorami jonowymi, włącza się między lampę $L4$ i kondensator C_1 opornik R_{1a}*).

Przy oporności obciążenia anodowego kaskody $R_a = 2{,}2$ MΩ i przy całkowitej pojemności obwodu siatkowego lampy $L3$ względem ziemi równej 32 pF, szerokość pasma przenoszenia wzmacniacza sterującego (przy nierównomierności charakterystyki amplitudowej w funkcji częstotliwości równej 3 dB) wynosi 2,5 kHz.

W związku z dużym wzmocnieniem wzmacniacza sterującego, szczególną uwagę zwraca się na zabezpieczenie go przed zakłóceniami. Jak wykazała praktyka, zakłócenia na wyjściu wzmacniacza kaskodowego o dużym wzmocnieniu spowodowane są w pierwszym rzędzie zakłóceniami dostającymi się na siatkę lampy $L1$. Zmniejszenie tych zakłóceń osiąga się przez staranne wykonanie montażu elementów oraz połączeń w obwodzie siatkowym lampy $L1$, a także przez zastosowanie stosunkowo małooporowego dzielnika, utworzonego przez oporniki $R_6 \div R_9$. Kondensator C_2 bocznikuje górną część dzielnika, zwiększając jego współczynnik przenoszenia przy większych częstotliwościach pracy. Przy zachowaniu wszystkich środków ostrożności poziom szumów na wyjściu wzmacniacza sterującego, składających się z zakłóceń indukujących się w obwodzie siatkowym poprzez obwody żarzenia oraz z szumów własnych wzmacniacza, nie przekracza $100 \div 200$ μV.

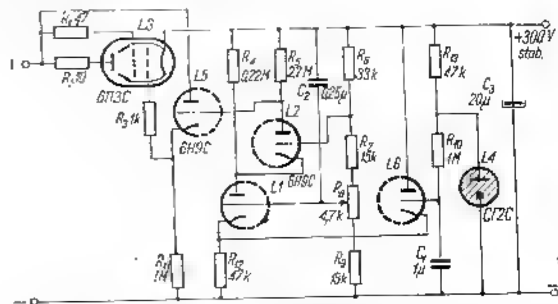
Oporność wyjściowa elektronowego stabilizatora napięcia z kaskodowym wzmacniaczem sterującym jest równa 0,5 Ω dla prądu stałego i maleje do 0,2 Ω dla częstotliwości do 30 kHz w wyniku działania kondensatorów C_1 i C_3.

Jedną z wad elektronowego stabilizatora napięcia ze wzmacniaczem kaskodowym, pracującego w układzie przedstawionym na rys. 28, jest wąskie pasmo przenoszenia wzmacniacza sterującego. Zależy ono od pojemności bocznikujących obciążenie anodowe kaskody, spośród których największe znaczenie ma pojemność wejściowa lampy mocy $L3$. W wielu przypadkach włącza się w charakterze lampy $L3$ kilka jednakowych lamp, połączonych równolegle. Zwiększa się wówczas odpowiednio również pojemność wejściowa.

Poprawę częstotliwościowych własności wzmacniacza kaskodowego można uzyskać przez wprowadzenie wtórnika katodowego między obciążenie anodowe wzmacniacza sterującego a siatkę lampy szeregowej. Zmodyfikowany schemat stabilizatora elektronowego przedstawiono na rys. 29. Jak wiadomo, pojemność wejściowa wtórnika katodowego zbudowanego na triodzie jest równa:

$$C_{we} \approx C_{sa} + C_{sk}(1 - k_{ul})$$

i jest znacznie mniejsza od pojemności wejściowej $C_{we} \approx C_{sa} + C_{sk}$ zwykłego wzmacniacza, a to na skutek wprowadzenia ujemnego sprzężenia zwrotnego (k_{ul} — wzmocnienie wtórnika katodowego, zwykle bliskie jedności). W związku z tym, że wzmocnienie wtórnika katodowego praktycznie nie zależy od wahań napięcia zasilania anodowego, można połączyć bezpośrednio anodę lampy $L5$ z prostownikiem.



Rys. 29. Ulepszony układ elektronowego stabilizatora napięcia

Rozpatrywany wzmacniacz kaskodowy, będący praktycznie wzmacniaczem prądu stałego, odznacza się wspólną dla wszystkich wzmacniaczy prądu stałego wadą: jego napięcie wyjściowe zależy od napięcia zasilania obwodów żarzenia. W normalnych warunkach pracy prąd anodowy lampy zależy jedynie od potencjałów elektrod. Zmiana napięcia na włóknie żarzenia prowadzi do zmian średniej wartości prędkości początkowych elektronów emitowanych przez katodę. Wywołuje to odpowiednią zmianę prądu anodowego lampy, nawet przy stałych potencjałach jej elektrod. W zwykłym wzmacniaczu prądu stałego, w którym prąd anodowy jest mały w porównaniu z prądem emisyjnym katody, zjawisko to praktycznie nie zależy od wartości napięcia anodowego. Przy wahaniach napięcia sieci w granicach ±10%, napięcie wyjściowe stabilizatora, przedstawionego na rys. 24, zmienia się na skutek zmiany prądu anodowego kaskody o [illegible] V.

W celu utrzymania stałości prądu anodowego kaskody można wykorzystać szeroko rozpowszechniony układ kompensacji katodowej. Stwierdzono, że zwiększenie napięcia na grzejniku o 10% równoważne jest zmniejszeniu potencjału katody o 10 mV. Zmianę tę można skompensować przez doprowadzenie do katody napięcia równego, lecz o przeciwnym znaku. Zwykle kompensacji dokonuje się przez dołączenie do katody lampy $L1$ kompensacyjnego wzmacniacza — katody drugiej lampy $L6$, włączonej w układzie wtórnika katodowego.

W najprostszym przypadku, gdy lampy $L1$ i $L6$ znajdują się w jednej bańce i gdy ich parametry są jednakowe, można przyjąć, że zmiana napięcia

*) Ograniczenie wartości tego opornika wynika z jego usytuowania w obwodzie prądowego sprzężenia zwrotnego dla prądu stałego — przyp. tłum.

na oporniku katodowym lamp, powstała na skutek zmiany prądu lampy *L6*, całkowicie kompensuje zmianę prądu w lampie *L1*.

Lampy *L1* i *L6* na rys. 29 stanowiące jedną duotriodę, pracują praktycznie w takich samych warunkach, ponieważ napięcie odniesienia ze stabilizatora jonowego, doprowadzone do siatki lampy *L6*, różni się jedynie o 1÷1,5 V od napięcia doprowadzonego do siatki lampy *L1*. Wielkooporowe wejście wtórnika katodowego *L6* pozwoliło zastosować w obwodzie napięcia odniesienia filtr wygładzający $R_{18}C_1$ o dużej stałej czasowej.

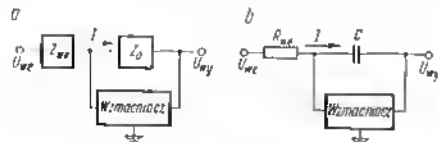
W układzie tym przy zmianach napięcia sieci w granicach ±10% napięcie wyjściowe stabilizatora zmienia się zaledwie o 70 mV przy napięciu wyjściowym +300 V.

16. ELEKTRONOWY INTEGRATOR NAPIĘCIA

Znacznie ostrzejsze wymagania co do stabilności stawia się wzmacniaczom prądu stałego stosowanym na przykład w układzie elektronowego integratora napięcia. Wzmacniacze całkujące, których napięcie wyjściowe jest proporcjonalne do całki sygnału wejściowego, znalazły szerokie zastosowanie w urządzeniach liczących, w układach przeznaczonych do pomiaru odcinków czasu i w wielu innych. W szczególności na tej własności, że całką jakiejś wielkości stałej jest rosnąca funkcja liniowa, opiera się zastosowanie wzmacniaczy całkujących do otrzymania piłozębnego napięcia podstawy czasu o bardzo dużej liniowości w dokładnych przyrządach elektronowych. Liniowość napięcia wyjściowego integratora zależy w pierwszym rzędzie od stabilności wzmacniacza prądu stałego.

Zasada pracy wzmacniacza całkującego jest następująca.

Jeśli zastosować we wzmacniaczu bardzo silne ujemne sprzężenie zwrotne, drogą doprowadzenia jego napięcia wyjściowego przez obwód sprzężenia



Rys. 30. Wzmacniacz całkujący

a — schemat blokowy wzmacniacza ze sprzężeniem zwrotnym, b — schemat blokowy wzmacniacza całkującego

zwrotnego Z_0 na wejście (rys. 30a), tak aby napięcie sprzężenia zwrotnego było w przeciwnej fazie niż sygnał wejściowy, to przy bardzo dużym wzmocnieniu wzmacniacza potencjał zacisku wejściowego pozostaje praktycznie stały przy dowolnych zmianach sygnału wejściowego. Dzieje się tak dlatego, że dowolnej zmianie sygnału wejściowego odpowiada przeciwnie działająca

zmiana sygnału sprzężenia zwrotnego, kompensująca zmianę potencjału na wejściu. Jeśli obwód wejściowy wzmacniacza nie pobiera prądu, to napięcie wyjściowe takiego wzmacniacza jest równe:

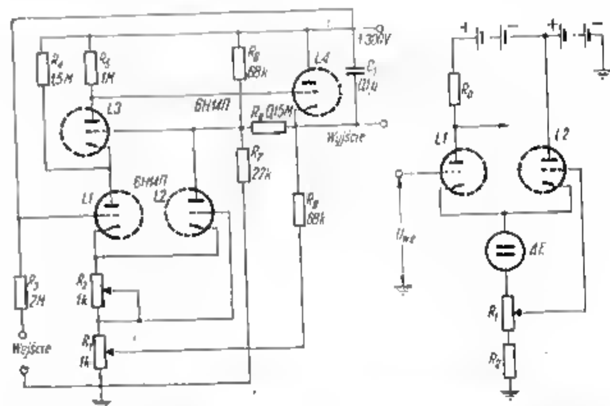
$$U_{wy} = -IZ_0$$

gdzie Z_0 — oporność obwodu sprzężenia zwrotnego.

Jeśli napięcie sygnału doprowadzane jest przez opornik szeregowy R_{we}, a obwód sprzężenia zwrotnego stanowi kondensator *C*, to napięcie wyjściowe wzmacniacza jest równe:

$$U_{wy} = -\frac{1}{R_{we}C}\int U_{we}\,dt \qquad (41)$$

tzn. napięcie wyjściowe takiego wzmacniacza jest proporcjonalne do całki napięcia sygnału względem czasu.



Rys. 31. Schemat wzmacniacza całkującego

Rys. 32. Kompensacja katodowa niestabilności napięcia żarzenia

Schemat podstawowy wzmacniacza całkującego podano na rys. 31. Zwiększone wymagania odnośnie stabilności wzmacniacza przy wahaniach napięcia żarzenia powodują konieczność rozbudowy układu kompensacji katodowej (rys. 32). Wpływ zmian emisji katody przy wahaniach napięcia żarzenia reprezentuje tu generator napięcia ΔE, włączony szeregowo w obwód katody. Kompensację napięcia ΔE osiąga się przez spadek napięcia na oporniku R_2, powstający w wyniku przepływu prądu lampy

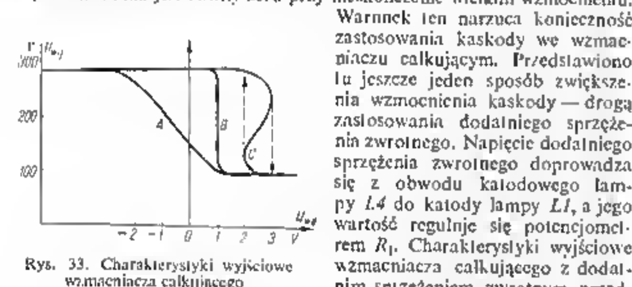
kompensującej. Układ ten jest słuszny przy warunku, że prąd lampy *L1* jest znacznie mniejszy od prądu lampy *L2* i że spadek napięcia na oporniku R_2 zależy głównie od prądu lampy *L2*. Wartość oporności R_2 dobiera się z warunku:

$$R_2 = \frac{k}{S_{a2}}$$

gdzie
k — współczynnik proporcjonalności,
S_{a2} — nachylenie charakterystyki lampy *L2*.

W przypadku gdy lampy *L1* i *L2* mają jednakowe parametry, $k = 1$ i $R_2 = \frac{1}{S_a}$.

Dokładność, z jaką wzmacniacz całkujący spełnia równanie (41), jest tym większa, im większe jest wzmocnienie wzmacniacza prądu stałego. Błąd całkowania jest równy zeru przy nieskończenie wielkim wzmocnieniu. Warunek ten narzuca konieczność zastosowania kaskody we wzmacniaczu całkującym. Przedstawiono tu jeszcze jeden sposób zwiększenia wzmocnienia kaskody — drogą zastosowania dodatniego sprzężenia zwrotnego. Napięcie dodatniego sprzężenia zwrotnego doprowadza się z obwodu katodowego lampy *L4* do katody lampy *L1*, a jego wartość reguluje się potencjometrem R_1. Charakterystyki wyjściowe wzmacniacza całkującego z dodatnim sprzężeniem zwrotnym przedstawiono na rys. 33. Bez dodatniego sprzężenia zwrotnego (krzywa *A*) charakterystyka napięcia wyjściowego ma stosunkowo małe nachylenie. Krzywa *B* odnosi się do przypadku optymalnego wyregulowania dodatniego sprzężenia zwrotnego, kiedy to wzmocnienie kaskody (a więc i nachylenie charakterystyki wyjściowej) jest nieskończenie duże. W tym przypadku spełniony jest warunek dokładnego całkowania i wzmacniacz pracuje liniowo w całym zakresie dynamiki, sięgającym 175 V. Przy zbyt silnym dodatnim sprzężeniu zwrotnym (krzywa *C*) powstaje odcinek o ujemnym nachyleniu. Układ staje się skłonny do generacji drgań relaksacyjnych.



Rys. 33. Charakterystyki wyjściowe wzmacniacza całkującego

Przy wykorzystaniu jedynie części zakresu dynamiki wzmacniacza (20÷50 V) zestrojenie dodatniego sprzężenia zwrotnego w celu otrzymania „nieskończenie" wielkiego wzmocnienia nie jest krytyczne i pozwala na niewielkie odchylenia od dokładnego ustawienia R_1.

17. ZRÓWNOWAŻONY KASKODOWY ODWRACACZ FAZY

Istnienie dwóch siatek sterujących we wzmacniaczu kaskodowym umożliwia oddzielną regulację prądu anodowego kaskody przez każdą z siatek. Tę możliwość podwójnego sterowania, umożliwiającą skuteczną separację obwodu sygnału od obwodu sprzężenia zwrotnego, wykorzystuje się do budowy wzmacniaczy z dodatnim lub ujemnym sprzężeniem zwrotnym, wzmacniaczy selektywnych itp.

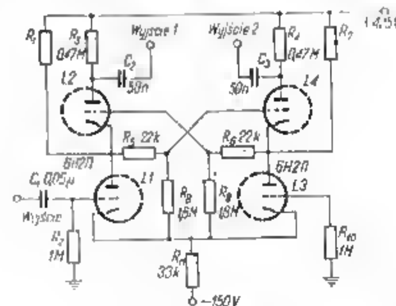
Z wyrażenia (8) wynika, że wzmocnienie kaskody względem siatki dolnej lampy jest, w przypadku jednakowych lamp, równe:

$$k_{wd} = \frac{K_a(K_a+1)R_0}{R_0+(K_a+2)\varrho_a} \approx S_a R_0 \tag{42}$$

Wzmocnienie względem siatki górnej lampy jest równe:

$$k_{wg} = \frac{K_a R_0}{R_0+(K_a+2)\varrho_a} \tag{43}$$

tzn. jest około K_a-krotnie mniejsze niż k_{wd}. Przeznaczenie i właściwości wzmacniacza określają, do której z siatek (bardziej czułej) doprowadza się właściwy sygnał, a do której doprowadza się sygnał sprzężenia zwrotnego. We wzmacniaczach selektywnych i korekcyjnych, w których zależy na bardzo dużym wzmocnieniu w obwodzie sprzężenia zwrotnego, wykorzystuje się zwykle dla sygnału właściwego siatkę górnej lampy kaskody.



Rys. 34. Zrównoważony odwracacz fazy z krzyżującymi się sprzężeniami

W zwykłych stopniach wzmacniających ze sprzężeniem zwrotnym sygnał właściwy doprowadza się zwykle do siatki dolnej lampy, a do wprowadzenia sprzężenia zwrotnego wykorzystuje się siatkę górnej lampy.

Na rys. 34 przedstawiono schemat zrównoważonego stopnia odwraca-

jącego fazę. Możliwość sterowania kaskody przez siatkę górnej lampy wykorzystuje się tutaj do automatycznego równoważenia układu. W tym celu wprowadzono krzyżujące się sprzężenia dla prądu stałego między siatkami a katodami górnych lamp. Zachowanie odpowiedniej dynamiki stopnia odwracającego fazę i odpowiedniej szerokości pasma przenoszenia przy jednoczesnym zwiększeniu wzmocnienia można uzyskać przez zwiększenie prądów anodowych dolnych lamp każdej pary, a mianowicie przez wprowadzenie oporników R_1 i R_2, jak podano w rozdziale poświęconym wzmacniaczom prądu stałego.

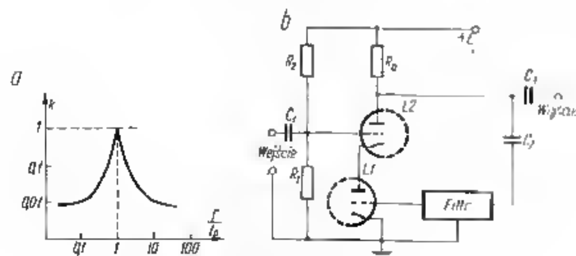
Zbudowany na podstawie schematu z rys. 34 wzmacniacz pozwala uzyskać na wyjściu przeciwsobne napięcie sygnału o amplitudzie 100 V. Wzmocnienie układu jest równe około 500.

18. SELEKTYWNY WZMACNIACZ KASKODOWY

Spośród wzmacniaczy selektywnych najbardziej rozpowszechnione są układy z czwórnikami typu „podwójne T" w obwodzie ujemnego sprzężenia zwrotnego. Odznaczają się one prostotą, łatwością zestrojenia oraz stabilnością swoich parametrów. Zwykle czwórnik selektywny, o charakterystyce częstotliwościowej przypominającej zewnętrznie charakterystykę obwodu rezonansowego, włącza się między anodę i siatkę stopnia wzmacniającego. Charakterystykę częstotliwościową takiego wzmacniacza selektywnego przedstawiono na rys. 30a. Równoważna „dobroć" wzmacniacza z czwórnikiem typu „podwójne T" jest równa:

$$Q_e = \frac{f_0}{2\Delta f} \approx \frac{k_u + 1}{4} \tag{44}$$

gdzie k_u jest wzmocnieniem stopnia bez sprzężenia zwrotnego.



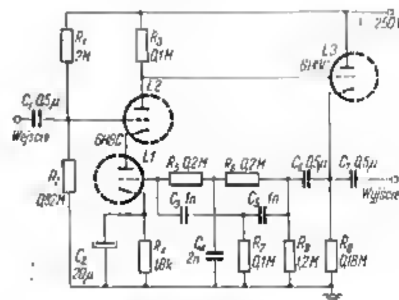
Rys. 35. Kaskodowy wzmacniacz selektywny
a — charakterystyka amplitudowa, b — schemat ideowy

Jak widać ze wzoru, selektywność wzmacniacza zależy od jego wzmocnienia. Połączenie we wzmacniaczu kaskodowym takich zalet, jak duże wzmocnienie i możliwość podwójnego sterowania, umożliwia skonstruowanie na jego bazie wzmacniacza selektywnego o bardzo dużej selektywności.

Z równań (42) i (43) widać, że w celu uzyskania dużej wartości równoważnej dobroci należy doprowadzić sygnał sprzężenia zwrotnego do siatki dolnej lampy kaskody. Rozdzielenie obwodów sprzężenia zwrotnego i sygnału doprowadzanego do siatki górnej lampy również sprzyja zwiększeniu selektywności wzmacniacza, gdyż usuwa bocznikujące działanie obwodu sygnału na czwórnik selektywny. Ogólny schemat selektywnego wzmacniacza kaskodowego przedstawiono na rys. 30b. Równoważną dobroć takiego wzmacniacza oblicza się ze wzoru:

$$Q_e \approx \frac{S_{a1} R_0 + 1}{4} \approx \frac{S_{a1} R_0}{4} \tag{45}$$

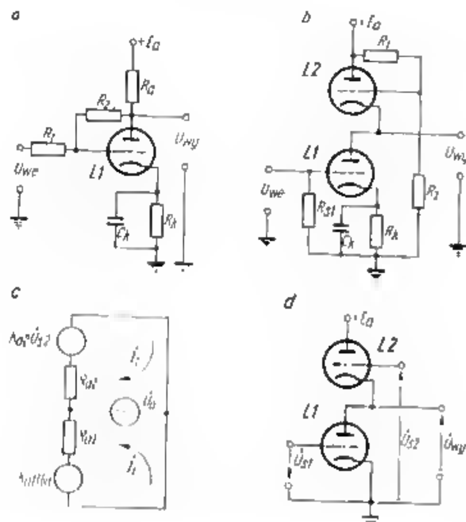
Przykład praktycznego schematu selektywnego wzmacniacza kaskodowego przedstawiono na rys. 36.



Rys. 36. Wzmacniacz kaskodowy o dużej selektywności

Zwiększenie równoważnej dobroci w tym układzie osiąga się również przez odizolowanie obciążenia anodowego wzmacniacza od czwórnika selektywnego za pomocą wtórnika katodowego na lampie *L3*. Duża oporność wejściowa wtórnika katodowego pozwoliła zwiększyć oporność obciążenia anodowego kaskody. Oprócz buforowego działania wtórnika katodowego, jego zastosowanie jest również korzystne z punktu widzenia obniżenia oporności wewnętrznej źródła sygnału dla czwórnika selektywnego. Układ zaprojektowany jest do wydzielenia sygnałów o częstotliwości $f_0 = 800$ Hz.

Możliwy jest cały szereg odmian zasadniczego układu wzmacniacza kaskodowego. Odmiany te mają inne własności i parametry i często tracą pewne własności, charakterystyczne dla kaskody. Na przykład, odmiana układu kaskodowego, w której sygnał wyjściowy odprowadza się nie



Rys. 37. Różne odmiany podstawowego układu wzmacniacza kaskodowego
a — wtórnik anodowy, b — kaskodowy wtórnik anodowy, c — schemat zastępczy kaskodowego wtórnika emiterowego, d — wzmacniacz różnicowy

z anody górnej triody, lecz z anody dolnej triody, pozwala otrzymać własności charakterystyczne dla wtórnika anodowego.

Wtórnik anodowy, którego schemat przedstawiono na rys. 37a, odznacza się stosunkowo małą opornością wyjściową i wzmocnieniem napięciowym bliskim jedności. Od wtórnika katodowego różni się on w zasadzie tylko tym, że następuje w nim przesunięcie fazy o 180°. Zasadniczą wadą wtórnika anodowego jest mała oporność wejściowa, spowodowana bocznikującym działaniem obwodu równoległego napięciowego sprzężenia zwrotnego (poprzez opornik R_2).

Na rys. 37b przedstawiono schemat wtórnika anodowego typu kaskodowego, wyróżniającego się znacznie większą opornością wejściową i większym wzmocnieniem napięciowym, a to dzięki usunięciu obwodu równoległego sprzężenia zwrotnego. Przy małych częstotliwościach oporność wejściową określa w zasadzie wartość oporności upływowej R_{s1} siatki lampy wejściowej, której wartość może dochodzić do kilku megaomów. Na podstawie schematu zastępczego kaskodowego wtórnika anodowego (rys. 37c) można napisać równania dla prądów obwodowych $\dot{I}_1$ i $\dot{I}_2$. Przyjmując, że

$$\dot{U}_{s1} = \dot{U}_{we} = 0$$

otrzymamy

$$\dot{U}_{s2} = -K_a \dot{U}_{s1} + \dot{I}_1 \varrho_a = \dot{I}_1 \varrho_a$$

Wówczas:

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{U}_0}{\varrho_{a1}}$$

$$\dot{I}_2 = \frac{\dot{U}_0 + K_{a2}\dot{U}_{s2}}{\varrho_{a2}} = \frac{\dot{U}_0(1+K_{a2})}{\varrho_{a2}}$$

W przypadku zastosowania jednakowych lamp, gdy $\varrho_{a1} = \varrho_{a2} = \varrho_a$ i $K_{a1} = K_{a2} = K_a \gg 2$, wzór dla oporności wyjściowej układu można zapisać w postaci następującej:

$$R_{wy} = \frac{\varrho_a}{K_a + 2} \approx \frac{1}{S_a}$$

W celu wyznaczenia wzmocnienia napięciowego przyjmiemy, że $\dot{U}_{we} \neq 0$. Można wówczas napisać następujący układ równań:

$$K_{a1}\dot{U}_{s1} + K_{a2}\dot{U}_{s2} = \dot{I}_a(\varrho_{a1} + \varrho_{a2})$$
$$\dot{U}_{wy} = \dot{I}_a \varrho_{a1} - K_{a1}\dot{U}_{s1}$$
$$\dot{U}_{s1} = \dot{U}_{we}$$
$$\dot{U}_{s2} = -\dot{U}_{wy}$$

Stąd:

$$\dot{I}_a = \frac{(1+K_{a2})K_{a1}\dot{U}_{we}}{\varrho_{a1}(1+K_{a2}) + \varrho_{a2}} = \frac{\dot{U}_{we}K_{a1}}{\varrho_{a1} + \frac{\varrho_{a2}}{1+K_{a2}}}$$

a ponieważ

$$K_u = \frac{\dot{U}_{wy}}{\dot{U}_{we}}$$

to wzór na wzmocnienie ma następującą postać:

$$k_u = -\frac{K_{a1}\varrho_{a2}}{\varrho_{a2}+\varrho_{a1}+K_{a2}\varrho_{a1}} \tag{46}$$

W przypadku zastosowania lamp o identycznych parametrach wzór ten upraszcza się:

$$k_u = -\frac{K_a}{K_a+2} \approx -1$$

Znak minus przed wzorem wskazuje, że w układzie następuje odwrócenie fazy o 180°.

Dalsze zmiany tego układu mogą iść w kierunku wprowadzenia sterowania przez siatkę górnej lampy (rys. 37d). Układ taki jest właściwie wzmacniaczem różnicowym. Jego napięcie wyjściowe określone jest w ogólnym przypadku wzorem:

$$U_{wy} = \frac{K_{a2}\varrho_{a1}U_{s2}-K_{a1}\varrho_{a2}U_{s1}}{\varrho_{a1}(1+K_{a2})+\varrho_{a2}} \tag{47}$$

W przypadku jednakowych lamp $L1$ i $L2$, będącym najbardziej powszechnym, wzór powyższy upraszcza się do postaci:

$$U_{wy} = \frac{K_a}{K_a+2}(U_{s2}-U_{s1})$$

lub, przy spełnieniu warunku $K_a \gg 2$, do postaci:

$$U_{wy} \approx U_{s2}-U_{s1}$$

Z możliwością podwójnego sterowania wiąże się, ogólnie biorąc, duża liczba różnych odmian zasadniczego układu kaskody. Do odmian takich zaliczyć można również układy zapewniające stałość prądu anodowego wzmacniacza oraz układy z kompensacją niestałości napięcia żarzenia, odznaczające się dużą szerokością pasma.

Układ zapewniający stałość prądu anodowego wzmacniacza i ilustrujący jeszcze jedną możliwość zwiększenia wzmocnienia przedstawiono na rys. 38a.

Jak wspomniano wyżej, możliwość zwiększenia wzmocnienia we wzmacniaczach wąskopasmowych poprzez zwiększenie oporności obciążenia anodowego ograniczona jest graniczną wartością napięcia źródła zasilania. Jednakże, jeżeli napięcie wyjściowe odprowadzać z anody dolnej triody, a górną triodę wykorzystać jako obciążenie, to otrzyma się zupełnie nowe własności. Górna trioda, pracując jako wtórnik katodowy, odtwarza teraz na katodzie napięcie dodatkowej baterii E, włączonej między jej katodą

a siatką. Prąd anodowy takiego układu można zapisać w następującej postaci:

$$I_a = \frac{E_a - U_{a1}+K_{a2}E}{\varrho_{a2}+(K_{a2}+1)R_1} \tag{48}$$

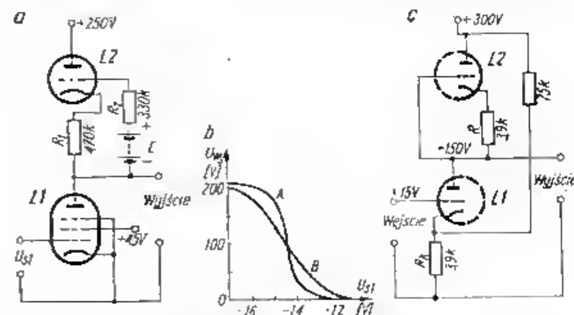
Zatem górna trioda równoważna jest oporności o wartości równej:

$$R' = \varrho_{a2}+(K_{a2}+1)R_1 \tag{49}$$

dołączonej do równoważnego źródła zasilania anodowego o napięciu:

$$E'_a = E_a+K_{a2}E \tag{50}$$

Oznacza to, że napięcie źródła zasilania zwiększa się jak gdyby o wielkość $K_{a2}E$. Można zatem zwiększyć odpowiednio wzmocnienie układu. W ukła-



Rys. 38. Wzmacniacz ze stałym prądem anodowym
a — schemat podstawowy, b — charakterystyki wyjściowe, c — układ z kompensacją dryftu

dzie przedstawionym na rys. 38a wykorzystano pentodę $L1$ i triodę $L2$. Charakterystyki wyjściowe takiego wzmacniacza (krzywa A) i zwykłego wzmacniacza na pentodzie (krzywa B) podano na rys. 38b. We wzmacniaczu pentodowym, którego obciążeniem anodowym jest trioda, wzmocnienie dochodzi do 7000, podczas gdy w zwykłym wzmacniaczu pentodowym maksymalne wzmocnienie nie przekracza 600.

W odróżnieniu od opisanego wyżej układu, zapewniającego stałość prądu anodowego wzmacniacza, w bardzo zbliżonym do niego układzie z kompensacją niestałości napięcia żarzenia nie ma źródła stałego napięcia polaryzacji górnej lampy $L2$. Jednak również i tu (rys. 38c) górna lampa spełnia rolę oporności obciążenia dla lampy wzmacniającej $L1$. Układ nie daje dużego wzmocnienia w wyniku ograniczonej wartości napięcia zasi-

lania anodowego, ponieważ nie ma tu (jak w poprzednim układzie) pozornego zwiększenia napięcia zasilania, spowodowanego dodatkowym źródłem. Wzmacniacz ten interesujący jest dlatego, że zmiana prądu anodowego lampy wzmacniającej *L1*, spowodowana wahaniami napięcia żarzenia, nie powoduje zmiany stałego potencjału anody lampy *L1*.

Jeśli obie lampy mają jednakowe parametry i nie doprowadza się sygnału do siatki dolnej lampy, to przy warunku równości oporności katodowych lamp górnej i dolnej $R = R_k$, napięcie wyjściowe jest równe:

$$U_{a1} = \frac{E_a}{2}$$

Jeśli do siatki dolnej lampy *L1* doprowadzić sygnał, to napięcie wyjściowe będzie się zmieniać według zależności:

$$U_{a1} = \frac{\frac{\varrho_a + (K_a + 1)R_k}{\varrho_a + (K_a + 1)R} E_a - K_a U_{s1}}{1 + \frac{\varrho_a + (K_a + 1)R_k}{\varrho_a + (K_a + 1)R}} \tag{51}$$

lub przy $R_k = R$, według zależności:

$$U_{a1} = \frac{E}{2} - \frac{K_a U_{s1}}{2}$$

W ten sposób wzmocnienie układu jest równe $\frac{1}{2} K_a$. Napięcie wyjściowe zależy liniowo od U_{s1}, ponieważ do wyrażenia dla tego napięcia nie wchodzi oporność wewnętrzna. Jednakże to ostatnie stwierdzenie jest słuszne tylko w przypadku jednakowych triod.

Przy równości oporności katodowych lamp górnej i dolnej oporność wyjściowa układu jest równa:

$$R_{wy} = \frac{1}{2} [\varrho_a + (K_a + 1) R_k] \tag{52}$$

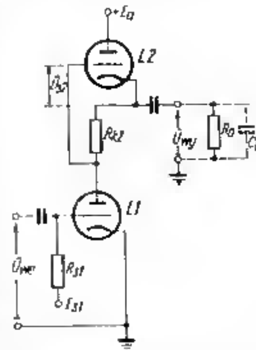
Kompensację w powyższym układzie tłumaczy się tym, że przy zmianie napięcia żarzenia prądy anodowe lamp górnej i dolnej zmieniają się w tym samym stopniu. Oporności wewnętrzne lamp zmieniają się w ten sam sposób, a zatem napięcie na anodzie lampy *L1* pozostaje zawsze stałe. W ten sposób, w omawianym układzie górna lampa stanowi obciążenie anodowe lampy *L1*, którego wartość zmienia się automatycznie w takt zmian oporności wewnętrznej lampy wzmacniającej *L1* przy wahaniach napięcia zasilania. Jeśli triody *L1* i *L2* mają różne charakterystyki przy zmianach napięcia żarzenia, to wpływ wahań napięcia można usunąć przez odpowiedni dobór stosunku oporności *R* do R_k.

Przy zastosowaniu duotriody 6Н2П ($K_a = 100$), w omawianym układzie wzmocnienie wynosi $K_a/2 = 50$. Jeśli oporność *R* jest dokładnie dobrana, to można uzyskać praktycznie pełną kompensację dryftu. Dryft szczątkowy nie przekracza 150 μV/godz.

Układ powyższy ma jeszcze jedną zaletę — znaczną szerokość pasma, co uzasadnia jego szerokie zastosowanie w technice impulsowej przy przenoszeniu bardzo krótkich impulsów.

20. WZMACNIACZ Z DYNAMICZNYM OBCIĄŻENIEM ANODOWYM

Możliwość sterowania wartością oporności obciążenia anodowego pozwala znacznie polepszyć właściwości wzmacniaczy wizyjnych przeznaczonych do wzmacniania bardzo krótkich impulsów. Przy tego rodzaju pracy wzmacniacz powinien przenosić bez zniekształceń bardzo strome czoła impulsów, w związku z czym jego górna częstotliwość graniczna musi być rzędu wielu megaherców. Żądanie to jest sprzeczne z wymaganiem zapewnienia odpowiedniego wzmocnienia impulsu, gdyż zwiększyć wzmocnienie w układzie, w którym lampa ma określone nachylenie charakterystyki, można jedynie kosztem zwiększenia oporności R_a, ale jednocześnie zwiększenie R_a pociąga za sobą zwiększenie stałej czasowej obwodu anodowego, a więc zmniejszenie szerokości jego pasma przenoszenia.



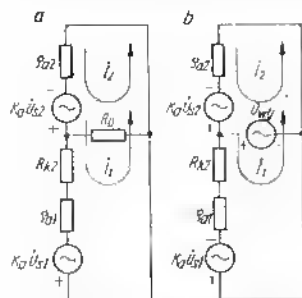
Rys. 39. Schemat wzmacniacza z dynamicznym obciążeniem anodowym

Dlatego też właściwości wzmacniacza wizyjnego przy pracy z impulsami o stromych zboczach można charakteryzować za pomocą iloczynu wzmocnienia k_a przez szerokość pasma przenoszenia Δf. Wartość iloczynu $k_a \cdot \Delta f$ dla danego typu lampy jest stała, gdyż określają ją nachylenie charakterystyki S_a i pojemność *C*, stanowiąca sumę pojemności wejściowej i wyjściowej danej lampy:

$$k_a \Delta f \sim \frac{S_a}{C}$$

Zasadnicze ograniczenie szerokości pasma przenoszenia, a więc i szybkości narastania napięcia na anodzie lampy wzmacniacza wizyjnego pochodzi stąd, że przy zablokowaniu lampy ujemnym czołem impulsu, napięcie na anodzie nie nadąża za zmianami napięcia na siatce, gdyż

pojemność wyjściowa nie może się natychmiast naładować przez opornik R_a. Z drugiej strony przy odblokowaniu lampy, gdy do siatki doprowadza się dodatnie czoło impulsu, pojemność wyjściowa rozładowuje się przez element czynny — lampę i w tym przypadku szybkość zmiany napięcia na anodzie jest znacznie większa.



Rys. 40. Schematy zastępcze wzmacniacza
a — przy wyznaczaniu wzmocnienia, b — przy wyznaczaniu oporności wyjściowej

We wzmacniaczu z dynamicznym obciążeniem anodowym, którego schemat przedstawiono na rys. 39, oporność R_a zastąpiono elementem czynnym — lampą, której oporność wewnętrzną reguluje się wzmacnianym napięciem. Układ taki wyróżnia się bardzo małą — jak na wzmacniacz lampowy — opornością wyjściową, zapewniającą znaczne zwiększenie szerokości pasma przenoszenia przy wybranej wartości wzmocnienia.

Schemat zastępczy tego wzmacniacza, obowiązujący przy małych częstotliwościach, przedstawiono na rys. 40a. Dla uproszczenia przyjmiemy, że obie lampy są jednakowe, tzn. przyjmiemy, że $K_{a1} = K_{a2} = K_a$ oraz że $\varrho_{a1} = \varrho_{a2} = \varrho_a$. Równanie dla prądu obwodowego płynącego w dużym oczku ma postać:

$$\dot{I}_1(2\varrho_a+R_{k2})+\dot{I}_2\varrho_a = K_a(\dot{U}_{s1}+\dot{U}_{s2})$$

gdzie

$$\dot{U}_{s2} = -\dot{I}_1 R_{k2}$$

Wówczas

$$\dot{I}_1[2\varrho_a+(1+K_a)R_{k2}]+\dot{I}_2\varrho_a = K_a\dot{U}_{s1} \tag{53}$$

Dla górnego małego oczka równanie Kirchhoffa ma postać:

$$\dot{I}_1\varrho_a+\dot{I}_2(\varrho_a+R_0) = K_a\dot{U}_{s2} = K_a(-\dot{I}_1 R_{k2})$$

Równanie to można doprowadzić do postaci:

$$\dot{I}_1(\varrho_a+K_a R_{k2})+\dot{I}_2(\varrho_a+R_0) = 0 \tag{54}$$

Rozwiązując układ równań (53) i (54) otrzymamy następujące wyrażenie dla prądu $\dot{I}_2$:

$$\dot{I}_2 = -\frac{K_a\dot{U}_{s1}(\varrho_a+K_a R_{k2})}{\varrho_a^2+R_{k2}\varrho_a+(1+K_a)R_{k2}R_0+2\varrho_a R_0} \tag{55}$$

Z drugiej strony wzmocnienie układu określa wzór:

$$\hat{k}_a = \frac{\dot{U}_{wy}}{\dot{U}_{we}} = \frac{\dot{I}_2 R_0}{\dot{U}_{s1}}$$

Podstawiając do niego wyrażenie (55) otrzymamy wartość współczynnika wzmocnienia wzmacniacza z dynamicznym obciążeniem anodowym:

$$k_a = \frac{\dot{U}_{wy}}{\dot{U}_{we}} = -\frac{\varrho_a}{R_0}\cdot\frac{K_a(\varrho_a+K_a R_{k2})}{(\varrho_a+R_{k2})+(1+K_a)R_{k2}+2\varrho_a} \tag{56}$$

Dla porównania można przypomnieć, że wzmocnienie zwykłego wzmacniacza lampowego określa wzór:

$$k_u = \frac{K_a R_0}{\varrho_a+R_0} \tag{57}$$

Wyprowadzimy teraz wyrażenie dla oporności wyjściowej wzmacniacza. Schemat zastępczy, ułatwiający realizację tego zadania, przedstawiono na rys. 40b. Przy wyznaczaniu oporności wyjściowej zakłada się, że wejście wzmacniacza jest zwarte*), a do zacisków wyjściowych dołączone jest źródło napięcia zmiennego $\dot{U}_g = \dot{U}_{wy}$. Wówczas oporność wyjściowa jest równa stosunkowi napięcia na zaciskach tego źródła do natężenia prądu płynącego przez to źródło.

Równanie (53) dla dużego oczka przyjmuje w tych warunkach ($K_a\dot{U}_{s1} = 0$) następującą postać:

$$\dot{I}_1(2\varrho_a+R_{k2})+\dot{I}_2\varrho_a = K_a\dot{U}_{s2}$$

Po przekształceniach i po uwzględnieniu warunku $\dot{U}_{s2} = -\dot{I}_1 R_{k2}$ otrzymuje się wyrażenie:

$$\dot{I}_1[2\varrho_a+(1+K_a)R_{k2}]+\dot{I}_2\varrho_a = 0 \tag{58}$$

Dla górnego oczka na schemacie zastępczym można napisać następujące równanie:

$$\begin{aligned}\dot{I}_1\varrho_a+\dot{I}_2\varrho_a &= K_a\dot{U}_{s2}-\dot{U}_g\\ \dot{I}_1(\varrho_a+K_a R_{k2})+\dot{I}_2\varrho_a &= -\dot{U}_g\end{aligned} \tag{59}$$

Po rozwiązaniu układu równań (58) i (59) i po elementarnych przekształceniach otrzymuje się:

$$\dot{I}_2 = -\frac{2\varrho_a+(1+K_a)R_{k2}}{\varrho_a(\varrho_a+R_{k2})}\dot{U}_g$$

*) Dokładniej: zwarte są idealne źródła napięciowe, a rozwarte — źródła prądowe — przyp. tłum.

Oporność wyjściową $R_{wy} = \dot{U}_0/(-\dot{I}_z)$ można przedstawić w następujący sposób (znak minus przed $\dot{I}_z$ oznacza, że kierunek tego prądu jest przeciwny niż kierunek prądu, który płynąłby pod wpływem tylko źródła $\dot{U}_0$):

$$R_{wy} = \frac{\varrho_a(\varrho_a + R_{k2})}{2\varrho_a + (1+K_a)R_{k2}} \qquad (60)$$

Na rys. 41a przedstawiono, wykreślone na podstawie równań (56) i (57), krzywe zależności wzmocnienia $\tilde{k}_u$ od oporności obciążenia R_0 dla różnych wartości R_{k2} jako parametru. Z przebiegu tych krzywych widać, że przy małych opornościach obciążenia wzmocnienie wzmacniacza z dynamiczną opornością anodową jest kilkakrotnie większe niż wzmocnienie zwykłego wzmacniacza. Na przykład przy $R_0 = 1$ kΩ i $R_{k2} = 560$ Ω wzmocnienie jest większe 2,75 raza.

Na rys. 41b przedstawiono wykres zależności oporności wyjściowej wzmacniacza z dynamiczną opornością obciążenia od oporności R_{k2}. Wykres sporządzono na podstawie równania (60). Widać z niego, że na przykład przy $R_{k2} = 560$ Ω oporność wyjściowa wynosi 1,1 kΩ, a więc jest 5-krotnie mniejsza od oporności wyjściowej zwykłego wzmacniacza o takich samych parametrach.

Rys. 41. Charakterystyki wzmacniacza z dynamiczną opornością obciążenia zbudowanego na lampie 6Н3П ($K_a = 35$, $\varrho_a = 5{,}8$ kΩ)

a — zależność wzmocnienia od R_0 (1 — dla zwykłego wzmacniacza, 2 — przy $R_{k2} = 360$ Ω, 3 — przy $R_{k2} = 560$ Ω, 4 — przy $R_{k2} = 820$ Ω), b — zależność oporności wyjściowej od R_{k2}, c — zależność iloczynu $k_u\Delta f$ od C_0 dla zwykłego wzmacniacza (1) i dla wzmacniacza z dynamiczną opornością obciążenia (2) przy $R_{k2} = 560$ Ω

Analiza wzmacniacza z dynamiczną opornością obciążenia, uwzględniająca pojemności międzyelektrodowe i pasożytnicze układu, pozwala wyznaczyć szerokość jego pasma przenoszenia.

Analiza taka jest bardzo złożona. Dla przykładu można podać, że przy $R_{k2} = 560$ Ω i $R_0 = 1$ kΩ, szerokość pasma przenoszenia wzmacniacza z dynamiczną opornością obciążenia, zbudowanego na lampie 6Н3П ($K_a = 35$, $\varrho_a = 5{,}8$ kΩ) wynosi 4,95 MHz.

Z krzywych przedstawionych na rys. 41a można znaleźć, że w tych samych warunkach wzmocnienie układu wynosi $k_u = 16{,}8$. Tak więc iloczyn $k_u\,\Delta f$ dla wzmacniacza z dynamiczną opornością obciążenia ma wartość

83 MHz. W podobnych warunkach iloczyn $k_u\,\Delta f$ dla zwykłego wzmacniacza (przy $k_u = 6$) ma wartość 30 MHz.

Na rys. 41c przedstawiono wykresy zależności iloczynu $k_u\Delta f$ od pojemności obciążenia C_0 dla wzmacniacza z dynamiczną opornością obciążenia i dla odpowiadającego mu zwykłego wzmacniacza oporowego. Zysk pochodzący z zastosowania wzmacniacza pierwszego typu dochodzi do 80% przy $C_0 = 15$ pF i do 200% przy $C_0 = 55$ pF.

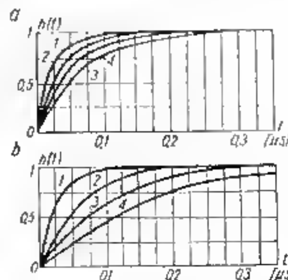
Aby osiągnąć jak największą wartość iloczynu $k_u\Delta f$, trzeba zwiększać wzmocnienie układu, tzn. trzeba zwiększać oporność R_{k2}. Pociąga to za sobą zmniejszenie szerokości pasma przenoszenia. Jednakże szybkość wzrostu wzmocnienia jest większa niż szybkość ubytku szerokości pasma tak, że ostatecznie wskazane jest dobrać jak największą wartość oporności R_{k2}. Ale przy zwiększaniu R_{k2} rośnie napięcie polaryzacji siatki lampy $L2$, co powoduje zmniejszenie prądu anodowego tej lampy, tzn. zmniejszenie jej współczynników K_a i S_a. Aby zachować duże wartości K_a i S_a, trzeba jednocześnie ze zwiększaniem oporności R_{k2} zwiększać również napięcie anodowe lampy. Ostatecznie więc, kres górny wzrostu oporności R_{k2} uwarunkowany jest maksymalnie dopuszczalnym napięciem anodowym dla danego typu lampy.

Z rys. 41c widać, że wzmacniacz z dynamiczną opornością obciążenia warto stosować przede wszystkim w takich układach, w których zasadniczą część pojemności pasożytniczych stanowi pojemność obciążenia. Jeśli natomiast pojemność obciążenia jest tego samego rzędu, co pojemności międzyelektrodowe, to zalety takiego wzmacniacza są nieznaczne.

Jednym z najbardziej typowych zastosowań wzmacniacza z dynamiczną opornością obciążenia są szybkie układy spustowe (trygery). Najważniejszym parametrem wzmacniacza wchodzącego w skład multiwibratora jest czas narastania przedniego zbocza impulsu wyjściowego, który wiąże się z szerokością pasma przenoszenia wzmacniacza następującą zależnością

$$\Delta f = 0{,}35\,\frac{1}{\tau}$$

Na rys. 42 przedstawiono charakterystyki przejściowe wzmacniacza z dynamiczną opornością obciążenia (a) oraz zwykłego wzmacniacza (b). Charakterystyki wykazują znaczny wzrost czasu narastania w zwykłym wzmacniaczu przy obciążeniu większym niż kilka pikofaradów, a to oznacza

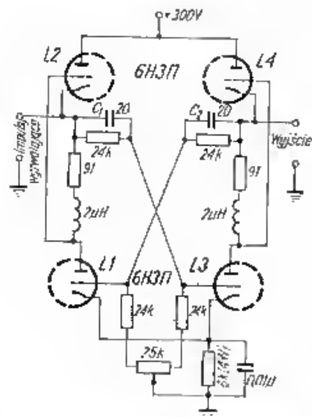


Rys. 42. Charakterystyki przejściowe wzmacniacza z dynamiczną opornością obciążenia (a) i zwykłego wzmacniacza (b) zbudowanych na lampie 6Н3П

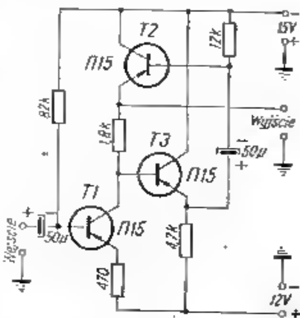
1 — przy $C_0 = 1$ pF, 2 — przy $C_0 = 15$ pF, 3 — przy $C_0 = 10$ pF, 4 — przy $C_0 = 55$ pF

cza w przypadku układów spustowych znaczne zmniejszenie maksymalnej częstotliwości ich przełączania.

Schemat szybkiego układu spustowego zbudowanego w oparciu o układ wzmacniacza z dynamiczną opornością obciążenia przedstawiono na rys. 43. Przy danych wskazanych na schemacie układ zapewnia uzyskanie częstotliwości przełączania do 40 MHz podczas pracy w układach zliczających.



Rys. 43. Schemat szybkiego układu spustowego



Rys. 44. Schemat tranzystorowego wzmacniacza z dynamiczną opornością obciążenia w obwodzie kolektora

Tak duża szybkość układu spustowego możliwa jest dzięki temu, że ładowanie kondensatorów C_1 i C_2 następuje nie przez oporność obciążenia anodowego (gdy odpowiednia lampa *L1* lub *L3* jest zablokowana), lecz przez zastępujące je oporności wewnętrzne lamp (odpowiednio *L2* i *L4*). Zgodnie z wykresem przedstawionym na rys. 41b, oporność wyjściowa każdego wzmacniacza, decydująca o szybkości ładowania, maleje wraz ze wzrostem oporności R_{k2}. W celu uzyskania większej szybkości działania, bez zwiększania napięcia zasilania, szeregowo z opornikiem R_{k2} włączono cewkę, zwiększającą na czas przełączania oporność pomiędzy katodą a siatką lampy *L2* (lub *L4*). Wynikiem takiego rozwiązania jest zmniejszenie czasu narastania w powyższym układzie do 25 ns.

Na zakończenie nasuwa się wniosek, że stosowanie wzmacniaczy z dynamiczną opornością obciążenia jest uzasadnione wówczas, gdy zachodzi potrzeba budowy wzmacniaczy wizyjnych o jak największej wartości iloczynu $k_u \Delta f$. We wzmacniaczach o średniej wartości iloczynu $k_u \Delta f$ opisany układ pozwala zastosować zwykłe lampy o przeciętnej jakości, zamiast

lamp o dużych wartościach współczynników K_u i S_e, co znacznie upraszcza aparaturę i obniża jej koszty.

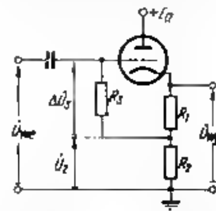
Na rys. 44 przedstawiono schemat wzmacniacza z dynamiczną opornością obciążenia, zbudowanego na tranzystorach. W celu zmniejszenia bocznikującego działania obwodu bazy tranzystora *T2* na obwód kolektora tranzystora *T1*, napięcie sygnału doprowadza się z kolektora *T1* do tranzystora *T2* poprzez wtórnik emiterowy zbudowany na tranzystorze *T3*.

R o z d z i a ł t r z e c i

WTÓRNIKI KATODOWE TYPU KASKODOWEGO

21. RÓŻNE ODMIANY WTÓRNIKA KATODOWEGO

W nowoczesnych urządzeniach elektronicznych stosuje się szeroko stopnie wzmacniające z obciążeniem w obwodzie katody, spełniające zazwyczaj zadanie dopasowania oporności. Cechami charakterystycznymi takich wzmacniaczy są bowiem: duża oporność wejściowa, mała oporność wyjściowa i wzmocnienie napięciowe bliskie jedności. Właśnie ze względu na tę ostatnią właściwość stopnie z obciążeniem w obwodzie katody nazywane są wtórnikami katodowymi. Schemat wtórnika katodowego przytoczono na rys. 45.



Rys. 45. Schemat wtórnika katodowego

Zwykle wtórniki katodowe mają oporność wejściową rzędu $10^7 \div 10^9 \Omega$ oraz pasmo przenoszenia od zera do kilku MHz. Wzmocnienie napięciowe osiąga wartości 0,8 ÷ 0,9. W większości przypadków spotykanych w praktyce stopień o takich parametrach pozwala w zadowalający sposób zrealizować sprzężenie pomiędzy układami o dużej oporności wyjściowej, które nie mogą pracować przy dużych prądach obciążenia, a układami o małej oporności wejściowej. Główną wadą stopnia dopasowującego z obciążeniem w obwodzie katody jest to, że jego wzmocnienie jest mniejsze od jedności, a więc przy dopasowaniu za pomocą takiego układu następuje zmniejszenie napięcia sygnału.

Ze wzoru na wzmocnienie wtórnika katodowego, pracującego w układzie z rys. 45:

$$k_u = \frac{K_a R_k}{\varrho_a + (1 + K_a) R_k} \qquad (61)$$

w którym $R_k = R_1 + R_2$, wynika, że k_u jest tym bliższe jedności, im większa jest wartość R_k, oczywiście pod warunkiem, że współczynnik amplifikacji lampy K_a jest znacznie większy od jedności. Warunek ten jest praktycznie zawsze spełniony, gdyż dla większości typów lamp, K_a osiąga wartości rzędu dziesiątków lub setek. Jednocześnie wraz ze wzrostem R_k zwiększa się oporność wejściowa wtórnika katodowego przy małych częstotliwościach, co wynika z następującego wyrażenia

$$R_{we} = R_s \frac{1}{1 - \dfrac{R_2}{(R_1 + R_2)\left[1 + \dfrac{1}{K_a} + \dfrac{1}{S_a (R_1 + R_2)}\right]}} \qquad (62)$$

Jednak zwiększanie R_k powyżej wartości sięgającej kilku kiloomów napotyka w praktyce szereg trudności. Źródło tego stanu tkwi w tym, że oporność ta znajduje się w obwodzie prądu anodowego lampy i ogranicza jego wartość. Zwiększenie R_k prowadzi do zmniejszenia maksymalnego prądu anodowego, który może płynąć przez lampy. W celu zachowania zakresu dynamiki wzmacniacza bez zmian, należy jednocześnie ze zwiększaniem oporności R_k zwiększać napięcie zasilania obwodu anodowego. Sposób ten pozwala skompensować w pewnym zakresie wpływ zwiększania oporności R_k na punkt pracy wzmacniacza. Jednak gdy wartość R_k dochodzi do kilkuset kiloomów, to i ten sposób staje się nieskuteczny, gdyż dla otrzymania odpowiedniego maksymalnego prądu anodowego trzeba stosować tak duże napięcia anodowe, że przekraczają one wartości dopuszczalne dla zwykłych lamp*).

Z drugiej strony, ze wzoru (62) wynika, że przy $K_a \gg 1$ i $S_a(R_1 + R_2) \gg 1$, oporność wejściowa wtórnika katodowego rośnie przy zwiększaniu stosunku R_2/R_1 i przy ustalonych wartościach R_s i R_1:

$$R_{we} \approx R_s\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \qquad (63)$$

Tłumaczy się ten fakt w następujący sposób. Jeśli $R_2 = 0$, to oporność wejściowa wtórnika katodowego przy małych częstotliwościach zależy praktycznie od wartości oporności R_s:

$$R_{we} \approx R_s$$

W przypadku dołączenia opornika R_s do punktu znajdującego się między opornikami R_1 i R_2, do dolnego końca opornika R_s doprowadzone jest napięcie sygnału wyjściowego wtórnika, zmniejszone przez działanie dzielnika R_1 i R_2 do wartości

$$\dot{U}_2 = k_u \dot{U}_{we} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

*) Praktycznie ograniczeniem jest wytrzymałość izolacji katoda — grzejnik — przyp. tłum.

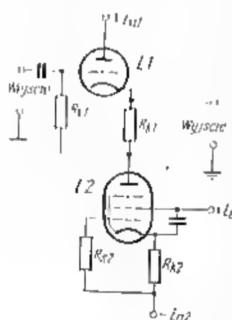
Natężenie prądu płynącego przez opornik upływowy R_u, decydujące o wartości oporności wejściowej, zależy wówczas nie od wartości całego napięcia wejściowego, lecz od jego części

$$\Delta \dot{U}_s = \dot{U}_{we} - k_u \dot{U}_{we} \frac{R_l}{R_1 + R_l}$$

Prąd wejściowy jest tym mniejszy (a oporność wejściowa tym większa), im większe jest napięcie $\dot{U}_2$, a więc im większa jest oporność R_l w porównaniu z opornością R_1.

Znaczne zwiększenie oporności R_1, mające na celu zwiększenie wzmocnienia wtórnika katodowego oraz jego oporności wejściowej i omijające powyższe ograniczenia, można osiągnąć, jeśli oporność tę zastąpić lampą. Wykorzystuje się wtedy w pełni właściwości lampy polegające na tym, że w stanie spoczynku przez lampę płyną znaczne prądy, a jednocześnie oporność wewnętrzna lampy pozostaje duża. A zatem oporność lampy dla prądu stałego (oporność statyczna), którą można uczynić bardzo małą, umożliwia pracę wtórnika katodowego przy dużych prądach, tzn. przy małej oporności R_1, podczas gdy oporność dynamiczna lampy, dochodząca w przypadku pentod do kilkuset kiloomów, odpowiada stosowaniu dużych oporności R_2 i bardzo małych wartości $\Delta \dot{U}_s$.

Schemat wtórnika katodowego zbudowanego na dwóch lampach, w którym rolę obciążenia w obwodzie katody spełnia jedna z lamp, przedstawiono na rys. 46. Zachowanie pentody jako obciążenia w obwodzie katody uwarunkowane jest jej bardzo dużą opornością wewnętrzną. Wyróżniającą cechą takiego wtórnika katodowego jest duża liniowość jego charakterystyki wyjściowej. Tłumaczy się to tym, że wartość współczynnika K_a dla wielu triod praktycznie nie zależy od napięcia między anodą a katodą przy stałej wartości prądu anodowego tej triody. Oznacza to, że wtórnik katodowy ma stałe wzmocnienie w szerokim zakresie zmian sygnału wejściowego. Tak więc, jeśli zastosować oporność w obwodzie katody, zapewniającą stałość prądu anodowego triody, to zadanie poprawy liniowości będzie rozwiązane.



Rys. 46. Schemat wtórnika katodowego o dużej liniowości

Jako lampę $L2$, zapewniającą stałość prądu, można zastosować zarówno pentodę, jak i triodę. Zaletą pentody jest niezależność prądu anodowego od napięcia między anodą a katodą. Natężenie prądu anodowego pentody zależy od napięcia siatki sterującej (od oporności układu automatycznego napięcia polaryzacji siatki na rys. 46) oraz od napięcia siatki ekranowej.

Przy dużej dynamice sygnału napięcie siatki ekranowej powinno być jak najmniejsze, gdyż przy zmniejszeniu napięcia anodowego do wartości napięcia ekranu następuje zmiana rozpływu prądów pomiędzy anodę a ekran. Wskutek tego występuje wyraźne zmniejszenie prądu anodowego, w ślad za zmniejszeniem napięcia anodowego.

Zastosowanie we wtórniku katodowym triody w celu zapewnienia stałości prądu pozwala osiągnąć znacznie większą stabilność pod względem dryfu, spowodowanego wahaniami napięcia żarzenia, niż w przypadku zastosowania pentody. Uzasadnione to jest tym, że zmianie napięcia żarzenia w pentodzie towarzyszy dryft napięcia polaryzacji siatki, następujący nie tylko w wyniku zmian prądu anodowego — jak w przypadku triody, lecz również w wyniku zmian prądu siatki ekranującej.

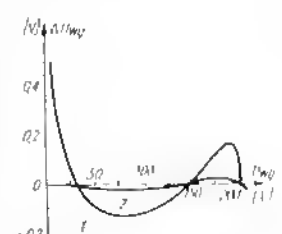
W przypadku zastosowania triody jako obciążenia w obwodzie katody, równanie jej prądu anodowego można przedstawić w następującej postaci:

$$I_a = \frac{U_a + K_a U_s}{\varrho_a + (1 + K_a) R_k}$$

o ile tylko trioda pracuje w zakresie małych prądów siatki, gdy $U_a \gg U_s$. Wówczas równoważna oporność triody, spełniająca funkcję oporności R_z wtórnika katodowego, jest równa:

$$\varrho_{az} = R_z' = \varrho_{a2} + (1 + K_{a2}) R_{k2} \qquad (64)$$

Na rys. 47 przedstawiono krzywe charakteryzujące odchylenia charakterystyk wyjściowych zwykłego wtórnika katodowego (1) oraz wtórnika katodowego ze stałym prądem anodowym (2) od idealnej charakterystyki liniowej, przy zmianach napięcia sygnału w szerokim zakresie. Wzmocnienie wtórnika wykorzystującego lampę w charakterze obciążenia w obwodzie katody określa wzór:



Rys. 47. Charakterystyki liniowości
1 — zwykłego wtórnika katodowego, 2 — złożonego wtórnika katodowego

$$k_u = \frac{1}{1 + \frac{1}{K_{a1}} + \frac{1}{S_{a1}[R_{k2}(1 + K_{a2}) + \varrho_{a2}]}}$$

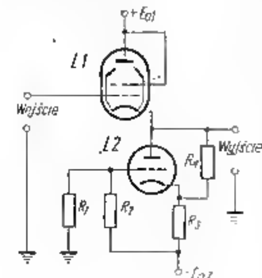
Oporność wyjściowa takiego wtórnika katodowego, podobnie jak i zwykłego wtórnika, równa jest odwrotności nachylenia charakterystyki lampy $L1$:

$$R_{wy} \approx \frac{1}{S_{a1}} \qquad (65)$$

Zastosowanie lampy elektronowej, zapewniającej stałość prądu, w charakterze oporności katodowej odznacza się jeszcze jedną zaletą, szczególnie

ważną w urządzeniach zawierających dużą liczbę wtórników katodowych, np. w maszynach matematycznych. Zaletą tą jest ekonomiczność takiego wtórnika katodowego. Sprawa polega na tym, że przy przenoszeniu przez zwykły wtórnik katodowy dużych napięć dodatnich zwiększa się moc strat. Wzrost spadku napięcia na oporniku katodowym, towarzyszący przenoszeniu dużych napięć dodatnich, pociąga za sobą proporcjonalny wzrost prądu płynącego przez ten opornik, rośnie więc i moc tracona w tym oporniku. Można by temu zapobiec, zwiększając oporność R_k proporcjonalnie do wartości przenoszonych napięć. Wtórnik katodowy przenosiłby wówczas normalnie napięcia dodatnie o znacznych wartościach bez niepotrzebego zwiększenia mocy strat.

Funkcje takiej sterowanej oporności katodowej spełnia lampa elektronowa, włączona zamiast opornika R_k. Przepływa przez nią prąd o natężeniu niezależnym od napięcia między anodą a katodą (oczywiście w zakresie obszaru pracy), a więc niezależnym również od wartości sygnału przenoszonego przez wtórnik. W wyniku tego dodatkowa moc tracona we wtórniku katodowym zmniejsza się o mniej więcej 30%.



Rys. 48. Ekonomiczny wtórnik katodowy

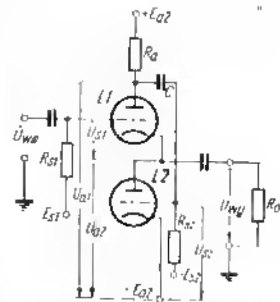
Układ wtórnika katodowego ze zmniejszoną stratą mocy przedstawiono na rys. 48. W celu zmniejszenia mocy traconej w lampie $L2$ bocznikuje się ją opornikiem R_4, w którym traci się część mocy. Pozwala to zastosować w układzie lampę małej mocy. Z dzielnika $R_1 R_2$ doprowadza się stałe napięcie polaryzacji do siatki lampy $L2$. Katoda tej lampy połączona jest z dzielnikiem napięcia, utworzonym z oporników R_3 i R_4. W ten sposób potencjał katody lampy $L2$ zmienia się względem ustalonego potencjału siatki w takt zmian napięcia wyjściowego. Umożliwia to dodatkowe sterowanie opornością wewnętrzną lampy $L2$ odpowiednio do wartości sygnału wyjściowego. Przy wzroście napięcia wyjściowego zwiększa się napięcie na katodzie lampy $L2$, a jej prąd anodowy maleje proporcjonalnie do przyrostu prądu płynącego przez oporniki R_3 i R_4. Sumaryczny prąd płynący przez lampę $L2$ i opornik R_4, stanowiący prąd katodowy lampy $L1$, pozostaje prawie stały.

Dalszy rozwój idei obciążenia katodowego sterowanego sygnałem prowadzi do układu wtórnika katodowego typu kaskodowego, stanowiącego w gruncie rzeczy dwustopniowy wzmacniacz o wspólnym prądzie elektronowym, mający właściwości wtórnika katodowego. Dodatkowe zalety, charakterystyczne dla kaskodowego wtórnika katodowego, pochodzą stąd, że lampa elektronowa spełniająca rolę opornika katodowego jest jednocześnie wzmacniaczem sygnału w pętli sprzężenia zwrotnego, a w wielu przypadkach spełnia funkcję zasadniczej lampy, pracującej na obciążenie (np. przy przenoszeniu impulsów ujemnych).

W dalszej części podano analizę pracy kaskodowego wtórnika katodowego*), który dzięki swoim licznym zaletom znalazł szerokie zastosowanie w technice.

22. WYZNACZANIE PARAMETRÓW KASKODOWEGO WTÓRNIKA KATODOWEGO

Podstawowy układ kaskodowy wtórnika katodowego przedstawiono na rys. 49. Oto jego zasada działania. Napięcie sygnału wejściowego $\dot{U}_{we}$ doprowadza się do siatki lampy $L1$, pracującej w identycznych warunkach jak w zwykłym wtórniku katodowym, a na jej katodzie otrzymuje się napięcie wyjściowe $\dot{U}_{wy}$. Opornością katodową wtórnika jest lampa $L2$. Lampa zaś $L1$ pracuje jednocześnie jako odwracacz fazy napięcia sprzężenia zwrotnego, pobieranego z jej obciążenia anodowego R_a. Napięcie to, przesunięte w fazie o 180° względem napięcia wyjściowego, doprowadzane jest poprzez kondensator C do siatki lampy $L2$ i steruje ono prądem anodowym I_{a2} tej lampy.

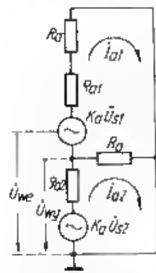


Rys. 49. Podstawowy układ kaskodowego wtórnika katodowego

W wyniku ponownego przesunięcia fazy sygnału sprzężenia zwrotnego o 180° przy wzmacnianiu przez lampę $L2$, napięcie sygnału sprzężenia zwrotnego występujące na anodzie lampy $L2$ jest w fazie z napięciem wyjściowym. W ten sposób zamyka się pętla dodatniego sprzężenia zwrotnego. Dzięki temu sprzężeniu można w pewnym stopniu skompensować zmniejszenie sygnału przenoszonego przez wtórnik, co prowadzi do zwiększenia wzmocnienia i zmniejszenia oporności wyjściowej układu. Ponieważ wypadkowe wzmocnienie w pętli sprzężenia zwrotnego nie przekracza jedności, to nie ma obawy wzbudzenia się układu na małych częstotliwościach. Jedynie wtedy, gdy przesunięcia fazowe w pętli są znaczne (przy częstotliwościach rzędu 10 MHz), oporność wejściowa takiego wtórnika katodowego staje się ujemna.

*) Wtórnik taki nazywany jest często superwtórnikiem lub wtórnikiem White'a — przyp. tłum.

Przy przenoszeniu przez wtórnik ujemnego sygnału wejściowego, a także podczas pracy ze znacznymi ujemnymi skokami napięcia (gdy ich czas trwania jest ograniczony) lampa $L2$ zostaje odblokowana dodatnim sygnałem sprzężenia zwrotnego, doprowadzonym do jej siatki, i zapewnia w ten sposób przepływ dużych prądów rozładowania, kompensując tym samym niezadowalającą pracę wtórnika katodowego na lampie $L1$ w takich warunkach. Działanie kaskodowego wtórnika katodowego podczas pracy z sygnałami ujemnymi, tzn. z ujemnymi skokami napięcia, rozpatrzone będzie później.



Rys. 50. Schemat zastępczy kaskodowego wtórnika katodowego

Zgodnie z przytoczonym na rys. 50 schematem zastępczym kaskodowego wtórnika katodowego, równania prądów obwodowych mają postać:

$$\hat{I}_{a1}R_a+\hat{I}_{a1}\varrho_{a1}+\hat{I}_{a1}R_0-\hat{I}_{a2}R_0=K_{a1}\hat{U}_{s1} \tag{66}$$

$$\hat{I}_{a2}\varrho_{a2}+\hat{I}_{a2}R_0-\hat{I}_{a1}R_0=K_{a2}\hat{U}_{s2} \tag{67}$$

Napięcie między siatką a katodą lampy $L1$, decydujące o prądzie anodowym lampy, jest — w wyniku właściwego wtórnikowi katodowemu silnego ujemnego sprzężenia zwrotnego — równe różnicy napięć wejściowego i wyjściowego:

$$\hat{U}_{s1}=\hat{U}_{we}-\hat{U}_{wy}=\hat{U}_{we}-\hat{I}_{a1}R_0+\hat{I}_{a2}R_0 \tag{68}$$

Napięciem sterującym dla lampy $L2$ jest napięcie sprzężenia zwrotnego, pobierane z oporności R_a:

$$\hat{U}_{s2}=-\hat{I}_{a1}R_a \tag{69}$$

Zgodnie z tym równania (66) i (67) można przekształcić w następujący sposób:

$$\left.\begin{aligned}
&\hat{I}_{a1}(R_a+\varrho_{a1}+R_0+K_{a1}R_0)-\hat{I}_{a2}(R_0+K_{a1}R_0)=K_{a1}\hat{U}_{we}\\
&\hat{I}_{a1}=\frac{K_{a1}\hat{U}_{we}+\hat{I}_{a2}R_0(1+K_{a1})}{R_a+\varrho_{a1}+(1+K_{a1})R_0}\\
&\hat{I}_{a2}\varrho_{a2}+\hat{I}_{a2}R_0-\hat{I}_{a1}R_0=-K_{a2}\hat{I}_{a1}R_a\\
&\hat{I}_{a2}=-\frac{\hat{I}_{a1}(K_{a2}R_a-R_0)}{\varrho_{a2}+R_0}
\end{aligned}\right\} \tag{70}$$

Podstawiając wzór na $\hat{I}_{a2}$ do równania (70) i dokonując przekształceń, można otrzymać równanie dla prądu lampy $L1$:

$$\hat{I}_{a1}=\frac{K_{a1}\hat{U}_{we}(\varrho_{a2}+R_0)-\hat{I}_{a1}(K_{a2}R_a-R_0)(1+K_{a1})R_0}{[R_a+\varrho_{a1}+(1+K_{a1})R_0](\varrho_{a2}+R_0)}$$

Wprowadzając oznaczenia: $\varrho_{a2}+R_0=R_{02}$, $R_a+\varrho_{a1}=R_1$. Wówczas:

$$\hat{I}_{a1}=\frac{K_{a1}\hat{U}_{we}R_{02}-\hat{I}_{a1}(K_{a2}R_a-R_0)(1+K_{a1})R_0}{[R_1+(1+K_{a1})R_0]R_{02}} \tag{71}$$

$$\hat{I}_{a1}=\frac{K_{a1}\hat{U}_{we}R_{02}}{[R_1+(1+K_{a1})R_0]R_{02}+(K_{a2}R_a-R_0)(1+K_{a1})R_0}$$

Podobne przekształcenia prowadzą do wyrażenia dla prądu anodowego lampy $L2$:

$$\hat{I}_{a2}=-\frac{K_{a1}\hat{U}_{we}(K_{a2}R_a-R_0)}{[R_1+(1+K_{a1})R_0]R_{02}+(K_{a2}R_a-R_0)(1+K_{a1})R_0} \tag{72}$$

Mianownik ułamków (71) i (72) po przekształceniach i odpowiednim pogrupowaniu jego składników, można przedstawić w następującej postaci:

$$\begin{aligned}R_0[(1+K_{a1})(\varrho_{a2}+K_{a2}R_a)+\varrho_{a1}+R_a]+\varrho_{a2}(R_a+\varrho_{a1})=\\=R_0[(1+K_{a1})R_2+R_1]+\varrho_{a2}R_1\end{aligned}$$

gdzie oznaczono $R_2=\varrho_{a2}+K_{a2}R_a$.

Na podstawie równań (71) i (72) można otrzymać wyrażenia dla napięcia wyjściowego oraz dla wzmocnienia kaskodowego wtórnika katodowego:

$$\hat{U}_{wy}=(\hat{I}_{a1}-\hat{I}_{a2})R_0=\frac{K_{a1}\hat{U}_{we}R_2R_0}{R_0[(1+K_{a1})R_2+R_1]+\varrho_{a2}R_1} \tag{73}$$

$$\hat{k}_a=\frac{\hat{U}_{wy}}{\hat{U}_{we}}=\frac{K_{a1}R_2R_0}{R_0[(1+K_{a1})R_2+R_1]+\varrho_{a2}R_1} \tag{74}$$

W celu wyznaczenia jednego z głównych parametrów kaskodowego wtórnika katodowego — jego oporności wyjściowej, wyznaczamy wyrażenie dla napięcia wyjściowego wtórnika nieobciążonego ($R_0\to\infty$). Przy $R_0\to\infty$ wzmocnienie jest równe stosunkowi współczynników przy R_0 we wzorze (74):

$$k_{a0}=\frac{\hat{U}_{wy0}}{\hat{U}_{we0}}=\frac{K_{a1}R_2}{(1+K_{a1})R_2+R_1} \tag{75}$$

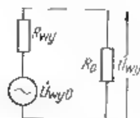
Porównanie wzorów (74) i (75) wykazuje, że w przypadku nieobciążonego wtórnika katodowego jego wzmocnienie napięciowe jest większe ze względu na brak drugiego wyrazu w mianowniku, którego obecność uwarunkowana jest opornością obciążenia. Wpływ tej oporności R_0 na wartość napięcia wyjściowego opisuje — zgodnie ze schematem zastępczym przedstawionym na rys. 51 — następujący wzór:

$$\hat{U}_{wy}=\hat{U}_{wy0}\frac{R_0}{R_0+R_{wy}} \tag{76}$$

Zatem oporność wyjściowa kaskodowego wtórnika katodowego jest równa:

$$R_{wy} = \left(\frac{\dot{U}_{wy0}}{\dot{U}_{wy}} - 1\right) R_0 \tag{77}$$

gdzie $\dot{U}_{wy0}$ oznacza napięcie wyjściowe wtórnika nieobciążonego, tzn. przy $R_0 \to \infty$.



Rys. 51. Uproszczony schemat zastępczy kaskodowego wtórnika katodowego

Podstawiając do wzoru (77) wartości $R_0 \to \infty$, można otrzymać:

$$\dot{U}_{wy0} = \frac{K_{a1}\dot{U}_{we}R_2}{(1+K_{a1})R_2+R_1}$$

Po podstawieniu do wzoru (77) wyrażeń dla $\dot{U}_{wy0}$ i dla $\dot{U}_{wy}$ [wzór (73)], otrzymamy ogólne wyrażenie na oporność wyjściową:

$$R_{wy} = \left\{\frac{R_0[(1+K_{a1})R_2+R_1]+\varrho_{a2}R_1}{R_0[(1+K_{a1})R_2+R_1]} - 1\right\} R_0$$

$$R_{wy} = \frac{\varrho_{a2}R_1}{(1+K_{a1})R_2+R_1} \tag{78}$$

Jeśli do wzoru (78) wstawić wyrażenia dla R_1 i R_2, to otrzymamy pełne wyrażenie na oporność wyjściową kaskodowego wtórnika katodowego:

$$R_{wy} = \frac{\varrho_{a2}(R_a+\varrho_{a1})}{(1+K_{a1})(\varrho_{a2}+K_{a2}R_a)+R_a+\varrho_{a1}} \tag{79}$$

Przybliżonego oszacowania wartości oporności wyjściowej oraz wzmocnienia kaskodowego wtórnika katodowego można dokonać dla dwóch oddzielnych przypadków: 1) przy zastosowaniu w układzie triod lub 2) przy zastosowaniu w nim pentod.

W pierwszym przypadku przy pracy z małymi sygnałami spełniony jest warunek $R_a \gg \varrho_{a1}$. Ponadto, praktycznie zawsze, współczynnik amplifikacji lampy K_a jest znacznie większy od jedności, tak że można przyjąć przybliżenie $K_a+1 \approx K_a$. Dla prostoty można przyjąć, że lampy *L1* i *L2* są jednakowe, tzn. że $\varrho_{a1} = \varrho_{a2} = \varrho_a$ i $K_{a1} = K_{a2} = K_a$. Warunek ten jest w większości przypadków spełniony, jeśli stosuje się podwójne triody konstruowane specjalnie dla układu kaskodowego. Przy powyższych

założeniach można napisać:

$$R_{wy} = \frac{\varrho_a R_a\left(1+\frac{\varrho_a}{R_a}\right)}{K_a\varrho_a+\varrho_a+K_a^2R_a+K_aR_a+\varrho_a+R_a}$$

$$R_{wy} = \frac{\varrho_a\left(1+\frac{\varrho_a}{R_a}\right)}{(1+K_a+K_a^2)+\frac{\varrho_a}{R_a}(K_a+2)}$$

Uwzględniając, że $\frac{\varrho_a}{R_a} \ll 1$, można w przybliżeniu przyjąć, że:

$$R_{wy} \approx \frac{\varrho_a}{1+K_a+K_a^2} \approx \frac{\varrho_a}{K_a^2} = \frac{1}{K_a S_a} \tag{80}$$

Przy przekształceniach wykorzystano tu znany związek pomiędzy parametrami lampy: $K_a = \varrho_a S_a$.

Ze wzoru (80) wynika, że oporność wyjściowa kaskodowego wtórnika katodowego jest K_a-krotnie mniejsza niż oporność wyjściowa zwykłego wtórnika katodowego, określona wzorem

$$R_{wy} \approx \frac{1}{S_a}$$

Eksperymenty praktyczne potwierdzają powyższe wnioski. Wyniki pomiarów oporności wyjściowej wtórnika katodowego typu kaskodowego (1), zwykłego wtórnika katodowego na dwóch triodach połączonych równolegle (2) oraz prostego jednolampowego wtórnika katodowego (3)

Tablica 3

Oporność wyjściowa	1	2	3
R_{wy} (z pomiarów) [Ω]	34	128	255
R_{wy} (z obliczeń) [Ω]	35	125	255

przedstawiono w tablicy 3. W układach stosowano duotriodę 6Н6П, do której doprowadzano napięcie sinusoidalne o częstotliwości 1 kHz. Dla porównania w tablicy przytoczono również dane analityczne.

Wzmocnienie napięciowe można w tym przypadku zapisać w następującej postaci

$$K_{wt} = \frac{K_a\left(\frac{\varrho_a}{R_a}+K_a\right)}{(1+K_a)\left(\frac{\varrho_a}{R_a}+K_a\right)+1+\frac{\varrho_a}{R_a}}$$

Uwzględniając poprzednie założenie $\varrho_a/R_a \ll 1$, otrzymamy:

$$k_{u0} \approx \frac{K_a^I}{K_a^I + 1} \approx 1 \tag{81}$$

Z powyższego wzoru wynika, że wzmocnienie napięciowe kaskodowego wtórnika katodowego jest znacznie bliższe jedności, niż wzmocnienie napięciowe zwykłego wtórnika i równe w przybliżeniu:

$$k_{u0} \approx \frac{K_a}{K_a + 1}$$

W przypadku zastosowania w kaskodowym wtórniku katodowym pentod, których oporność wewnętrzna jest rzędu setek kiloomów, oraz przy pracy z dużymi sygnałami, kiedy to oporność R_a jest mała, spełniony jest warunek $R_a \ll \varrho_{a1}$. Równanie (79) można wówczas zapisać w taki sposób:

$$R_{wy} = \frac{1}{\dfrac{(1+K_{a1})(\varrho_{a2}+K_{a2}R_a)+\varrho_{a1}+R_a}{\varrho_{a2}(R_a+\varrho_{a1})}} \approx \frac{1}{\dfrac{K_{a1}(\varrho_{a2}+K_{a2}R_a)+\varrho_{a1}}{\varrho_{a2}\varrho_{a1}}}$$

skąd

$$R_{wy} \approx \frac{1}{S_{a1}(1+S_{a2}R_a)} \tag{82}$$

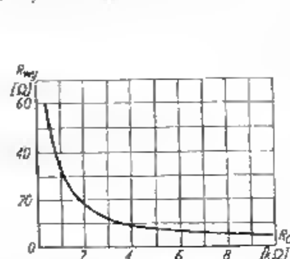
Z ostatniego wzoru wynika, że przy stosowaniu pentod, oporność wyjściowa wtórnika katodowego zależy nie tylko od parametrów lamp, lecz również od oporności R_a w układzie sprzężenia zwrotnego. Zależność oporności wyjściowej wtórnika od oporności w pętli sprzężenia zwrotnego przedstawiono na rys. 52. Krzywą zdjęto dla pentod typu 6Ж1П o nachyleniu charakterystyki $S_a = 5$ mA/V i oporności wewnętrznej $\varrho_a = 300$ kΩ.

Rozpatrując przebieg tej charakterystyki można stwierdzić, że oporność wyjściowa szybko maleje przy wzroście R_a do wartości około 4 kΩ. Dalsze zwiększanie R_a nie powoduje już większych zmian R_{wy}. Trzeba tu pamiętać, że zwiększanie R_a odbija się niekorzystnie na szerokości pasma przenoszenia, o czym będzie mowa w dalszym ciągu.

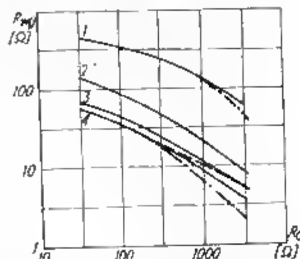
Na rys. 53 przedstawiono wykresy zależności oporności wyjściowej kaskodowego wtórnika katodowego od oporności obciążenia w przypadku małych wartości R_a. Krzywe *1*, *2* i *3* zdjęto dla wtórnika katodowego zbudowanego na triodach o różnym nachyleniu charakterystyki, natomiast krzywa *4* dotyczy wtórnika zbudowanego na pentodach typu 6П15П. Oprócz krzywych doświadczalnych na rysunku pokazano krzywe obliczone dla tych samych typów lamp. Krzywą przedstawioną linią przerywaną wykreślono na podstawie wzoru (79), natomiast krzywą przedstawioną linią ciągłą — na podstawie wzoru (82). W przypadku krzywej *1* linia ciągła pokrywa się z linią zdjętą doświadczalnie na prawie całej jej długości.

Różnica pomiędzy nimi staje się widoczna dopiero przy wartościach R_a przekraczających kilkaset omów.

Należy zauważyć, że wszystkie dotychczasowe rozważania dotyczyły pracy wtórnika katodowego w liniowym zakresie charakterystyk. Jednak



Rys. 52. Zależność oporności wyjściowej kaskodowego wtórnika katodowego od głębokości dodatniego sprzężenia zwrotnego dla pentod typu 6Ж1П o nachyleniu charakterystyki $S_a = 5$ mA/V



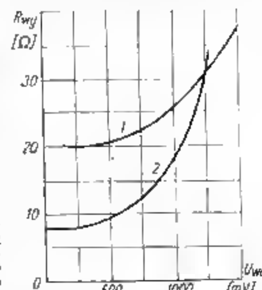
Rys. 53. Zależność oporności wyjściowej od oporności anodowej

1 — dla lamp 6H6C o nachyleniu $S_a = 2{,}6$ mA/V,
2 — dla lamp 6H1П o nachyleniu $S_a = 5{,}9$ mA/V,
3 — dla lamp 6H14П o nachyleniu $S_a = 13{,}5$ mA/V,
4 — dla lamp 6П15П o nachyleniu $S_a = 12{,}7$ mA/V

zakres liniowej pracy kaskodowego wtórnika katodowego silnie zależy od oporności sprzężenia zwrotnego R_a. Jest to oczywiste, gdyż we wtórniku katodowym dynamiczny zakres pracy zależy nie tylko od zasadniczej lampy, lecz również od lampy, do której siatki doprowadza się sygnał z opornika R_a.

Jeśli ta ostatnia lampa pracuje w zakresie nieliniowym (przy dużym sygnale na siatce), to następuje wyraźne zwiększenie oporności wyjściowej wtórnika, na skutek spadku wzmocnienia w pętli dodatniego sprzężenia zwrotnego. Potwierdzają to krzywe przedstawione na rys. 54 zdjęte dla duotriody 6H3П przy oporności $R_0 = 20$ Ω. Z krzywych tych wynika, że przy oporności $R_a = 1$ kΩ oporność wyjściowa zwiększa się o 50% przy napięciu wyjściowym równym około 1,4 V, podczas gdy przy $R_a = 3$ kΩ zwiększenie oporności wyjściowej o 50% następuje już przy napięciu wejściowym rzędu 0,8 V.

Stwierdzenia powyższe pozwalają sfor-



Rys. 54. Wpływ wartości sygnału wejściowego na oporność wyjściową kaskodowego wtórnika katodowego

1 — przy R_a = 1 kΩ, *2* — przy R_a = 3 kΩ

mulować pewne wskazówki, dotyczące wyboru oporności sprzężenia zwrotnego R_a. Wybór zależy od tego, który z parametrów wtórnika jest najważniejszy. Jeśli zasadniczym wymaganiem jest mała oporność wyjściowa wtórnika katodowego, to oporność R_a powinna być jak największa. Ogranicza to dynamiczny zakres zmian sygnału wejściowego i zmniejsza szerokość pasma przenoszenia wtórnika katodowego. Jeśli natomiast zasadniczym zadaniem jest liniowe przenoszenie napięć o dużych wartościach, to oporność R_a należy zmniejszyć do kilkuset, a nawet kilkudziesięciu omów. Wiąże się to ze zwiększeniem oporności wyjściowej i odpowiednim zmniejszeniem wzmocnienia. W takim przypadku, jeśli oporność obciążenia jest również mała (znacznie mniejsza niż 1 kΩ), to wygodniejsze może się okazać zastosowanie układu zwykłego wtórnika katodowego, zbudowanego na dwóch lampach połączonych równolegle, niż układu kaskodowego.

Rozpatrzymy teraz wzmocnienie napięciowe kaskodowego wtórnika katodowego w przypadku, gdy $R_a \ll \varrho_{e1}$:

$$U_{wy0} = U_{we} \frac{1}{1 + \frac{1}{K_{e1}} + \frac{\varrho_{e1} + R_a}{K_{e1}(\varrho_{e2} + K_{e2}R_a)}}$$

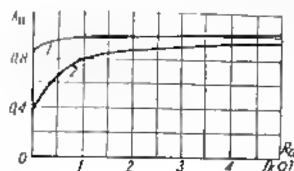
Jeśli pominąć R_a w porównaniu z ϱ_{e1}, to otrzyma się:

$$U_{wy0} \approx U_{we} \frac{1}{1 + \frac{\varrho_{e1}}{K_{e1}(\varrho_{e2} + K_{e2}R_a)}}$$

Stąd

$$k_{u0} \approx \frac{1}{1 + \frac{1}{S_{e1}(\varrho_{e2} + K_{e2}R_a)}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{S_{e1}(1 + S_{e2}R_a)\varrho_{e2}}} \qquad (83)$$

Z powyższego wzoru widać, że k_{u0} jest tym bliższe jedności, im większa jest wartość wyrażenia $S_{e1}(\varrho_{e2} + K_{e2}R_a)$. A zatem, w celu uzyskania maksymalnej wartości wzmocnienia napięciowego wskazane jest dobierać jako $L2$ lampę o jak największym nachyleniu charakterystyki.



Rys. 55. Zależność wzmocnienia napięciowego od oporności anodowej
1 — przy R_0 = 1 kΩ, 2 — przy R_0 = 125 Ω

Przy spełnieniu warunku $K_{e1} = K_{e2} = K_e$ i $\varrho_{e1} = \varrho_{e2} = \varrho_e$ wzór (83) przyjmuje następującą postać:

$$k_{u0} \approx \frac{K_e(1 + S_eR_a)}{K_e(1 + S_eR_a) + 1} \approx 1$$

Na rys. 55 przedstawiono krzywe zależności wzmocnienia napięciowego kaskodowego wtórnika katodowego, zbudowanego na pentodach typu 6Ж1П, od głębokości dodatniego sprzężenia zwrotnego dla dwóch wartości oporności obciążenia R_0. Krzywe te odpowiadają równaniu:

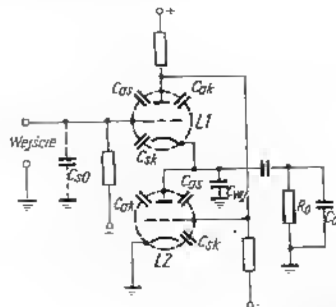
$$k_u = \frac{1}{1 + \frac{1}{S_{e1}R_0(1 + S_{e2}R_a)}}$$

otrzymanemu ze wzoru (74), w warunkach gdy $R_0 \ll \varrho_{e2}$ i $R_a \ll \varrho_{e1}$.

Z krzywych tych wynika, że wzmocnienie jest bardzo małe wówczas, gdy oporność R_0 jest tego samego rzędu co oporność wyjściowa wtórnika katodowego i że można skompensować ten ubytek jedynie w niewielkim stopniu, a to drogą zwiększenia oporności sprzężenia zwrotnego R_a.

23. CHARAKTERYSTYKI PRZEJŚCIOWE KASKODOWEGO WTÓRNIKA KATODOWEGO

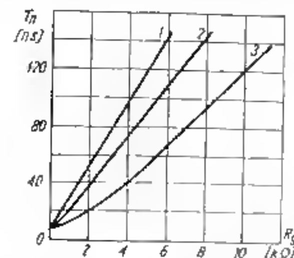
W większości przypadków wtórniki katodowe stosuje się przy przenoszeniu impulsów o różnych kształtach. Do scharakteryzowania przenoszenia impulsów przez jakikolwiek wzmacniacz impulsowy używa się zwykle charakterystyk przejściowych, odzwierciedlających szybkość zmian napięcia na wyjściu wzmacniacza wtedy, gdy do jego wejścia doprowadzono impuls napięcia w postaci skoku.



Rys. 56. Pojemności pasożytnicze w układzie kaskodowego wtórnika katodowego

O szybkości narastania napięcia w układzie kaskodowego wtórnika katodowego decydują pojemności pasożytnicze oraz układowe. Wszystkie pojemności, które uwzględnia się przy analizie stanów nieustalonych, przedstawiono na rys. 56. Wiadomo, że szybkość ładowania i rozładowania

pojemności, a więc i szybkość narastania napięcia wyjściowego, zależą od wyboru wartości elementów układu oraz od warunków pracy wtórnika katodowego, które zapewniają maksymalne prądy. Pełna analiza stanów nieustalonych jest bardzo złożona i uciążliwa, dlatego dalej podano tylko jej końcowe wyniki.



Rys. 57. Zależność czasu narastania od oporności wewnętrznej źródła sygnału
1 — dla zwykłego wtórnika katodowego zbudowanego na pentodzie, 2 — dla kaskodowego wtórnika katodowego zbudowanego na triodach, 3 — dla kaskodowego wtórnika katodowego zbudowanego na pentodach

Na rys. 57 przedstawiono charakterystyki czasu narastania zwykłego wtórnika katodowego oraz kaskodowych wtórników katodowych na triodach i na pentodach. Pod pojęciem czasu narastania rozumie się tutaj przedział czasu, w ciągu którego napięcie zmienia się od wartości równej 0,1 do wartości równej 0,9 jego wartości maksymalnej. Charakterystyki te, podobnie jak i następne, dotyczą lamp typu 6Ж1П. Wykorzystując tę lampę jako triodę, zwiera się jej siatki drugą i trzecią z anodą; w pentodowym wtórniku katodowym ekrany lamp pierwszej i drugiej zwiera się za pomocą kondensatorów z katodami tych lamp. Jako stałe parametry wszystkich charakterystyk przedstawionych na rys. 57 przyjęto: oporność dodatniego sprzężenia zwrotnego $R_a = 3{,}9$ kΩ, oporność obciążenia $R_0 = 125$ Ω, nachylenie charakterystyki lamp $S_a = 5$ mA/V. Z porównania krzywych wynika, że najmniejszy czas narastania uzyskuje się we wtórniku kaskodowym zbudowanym na pentodach. Czas narastania we wtórniku kaskodowym na triodach jest o 30% mniejszy niż czas narastania w zwykłym wtórniku katodowym. W miarę zwiększania oporności wewnętrznej źródła sygnału czas narastania we wszystkich typach wtórnika katodowego rośnie, gdyż oporność wewnętrzna tworzy wraz z pojemnością wejściową wtórnika katodowego obwód całkujący.

Pojemność wejściowa zależy od wzmocnienia napięciowego wtórnika k_u:

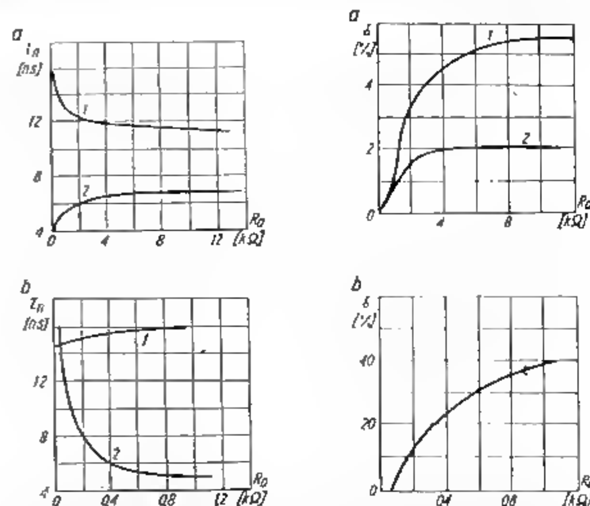
$$C_{we} = C_{as} + C_{sk}(1-k_u) + C_{s0} \tag{84}$$

gdzie:

C_{as} — pojemność między anodą a siatką triody,
C_{sk} — pojemność między siatką a katodą,
C_{s0} — pojemność montażu, występującą pomiędzy siatką a ziemią.

Ze wzoru (84) wynika, że czynnik $(1-k_u)$ szybko maleje w miarę zbliżania się k_u do jedności. Zatem zmniejszenie czasu narastania w kaskodowym wtórniku katodowym jest wynikiem jego większego niż w zwykłym wtórniku wzmocnienia napięciowego.

Nachylenie krzywej $\tau_n = f(R_g)$ jest w przypadku wtórnika katodowego zbudowanego na pentodach dwukrotnie mniejsze niż w przypadku zwykłego wtórnika katodowego. Oznacza to, że przy wartościach R_g przekraczających 1 kΩ i w innych warunkach jednakowych, zastosowanie kaskodowego wtórnika katodowego zbudowanego na pentodach daje dwukrotny zysk —



Rys. 58. Charakterystyki przejściowe wtórników katodowych
a — zależność czasu narastania od oporności dodatniego sprzężenia zwrotnego przy $R_g = 1$ kΩ (1) i przy $R_g = 125$ Ω (2), oporność obciążenia $R_0 = 125$ Ω; b — zależność czasu narastania od oporności obciążenia dla zwykłego (1) i kaskodowego (2) wtórnika katodowego

Rys. 59. Wartości przerzutów w kaskodowym wtórniku katodowym
a — w zależności od R_a przy $R_g = 1$ kΩ (1), $R_g = 125$ Ω (2) i oporności obciążenia $R_0 = 125$ Ω; b — w zależności od R_0 przy $R_a = 500$ Ω

jeśli chodzi o czas narastania — w porównaniu ze zwykłym wtórnikiem. Dodatkowy zysk osiąga się tu zarówno dzięki mniejszej pojemności, odpowiadającej pojemności C_{as} dla triod (w przypadku pentod jest nią pojemność C_{s1s2}), jak i dzięki dużej oporności wewnętrznej dolnej pentody w porównaniu z triodą, co sprzyja zwiększeniu wzmocnienia wtórnika i prowadzi do zmniejszenia czynnika $(1-k_u)$ we wzorze (84).

Z charakterystyk przedstawionych na rys. 57 wynika, że w celu zmniejszenia czasu narastania, tzn. w celu otrzymania stromych zboczy, należy

zmniejszać oporność wyjściową tego stopnia, z którego pobiera się sygnał dla wtórnika. Jeśli oporność ta nie przekracza 1 kΩ, to sterowanie wtórnika kaskodowego zbudowanego na triodach jest bezcelowe. Aby uzyskać jak najmniejszy czas narastania w tym przypadku, trzeba zastosować wtórnik kaskodowy zbudowany na pentodach. Jeśli oporności źródła sygnału wejściowego nie można zmniejszyć do wartości około 1 kΩ, to celowe jest stosowanie wtórników katodowych typu kaskodowego, zbudowanych bądź na triodach, bądź na pentodach.

Na rys. 58a przedstawiono zależność czasu narastania we wtórniku kaskodowym od oporności dodatniego sprzężenia zwrotnego. Charakterystyki wykreślono dla wartości $R_0 = 125\ \Omega$ i $R_a = 1000\ \Omega$ po to, by uwzględnić również zależność τ_n od R_a zgodnie z poprzednim rysunkiem.

Z rys. 58 widać, że przy wartościach R_a większych niż 3÷4 kΩ wartość τ_n zależy w niewielkim stopniu od oporności R_a. Z drugiej strony, z rysunków 52 i 53 oraz z odpowiednich równań wynika, że zwiększenie oporności R_a pociąga za sobą zmniejszenie oporności wyjściowej wtórnika kaskodowego. A zatem, jeśli nie ma wyraźnych ograniczeń co do czasu narastania, to wskazane jest zwiększanie R_a. Granicę tego zwiększania stanowi ta okoliczność, że towarzyszy mu zmniejszanie się prądu anodowego wtórnika oraz zmniejszanie się nachylenia charakterystyki lamp, a to z kolei zmniejsza zakres dynamiki wtórnika katodowego.

Zwiększeniu oporności R_a towarzyszy pojawienie się przerzutów napięcia, tzn. wystąpienie krótkotrwałego zwiększenia się napięcia powyżej ustalonego poziomu napięcia wyjściowego. Z rys. 59a wynika, że przerzut δ sięga 2% wartości poziomu napięcia wyjściowego przy $R_0 = 125\ \Omega$ i $R_a = 125\ \Omega$, jeśli oporność R_a jest większa niż kilka kiloomów. Przy większych wartościach R_a wielkość przerzutu praktycznie się nie zmienia.

Na rys. 58b przedstawiono zależność czasu narastania od oporności obciążenia dla zwykłego wtórnika katodowego i dla wtórnika kaskodowego pracującego w tych samych warunkach (oporność R_a wtórnika kaskodowego wynosi 3,9 kΩ). Widać, że τ_n w zwykłym wtórniku katodowym prawie nie zależy od R_0. Natomiast zwiększenie R_0 we wtórniku kaskodowym wiąże się z wyraźnym zmniejszeniem czasu narastania i z pojawieniem się znacznego (do 40%) przerzutu (rys. 59b). Jeśli oporność obciążenia przekracza 400 Ω, to czas narastania jest we wtórniku kaskodowym 3-krotnie mniejszy niż w zwykłym wtórniku katodowym. Dlatego jeśli dopuszczalny jest duży przerzut, to wskazane jest zwiększanie oporności obciążenia w celu zmniejszenia czasu narastania.

Na podstawie wyników analizy parametrów kaskodowego wtórnika katodowego oraz analizy jego charakterystyk przejściowych można przeprowadzić porównanie kaskodowego i zwykłego wtórnika katodowego.

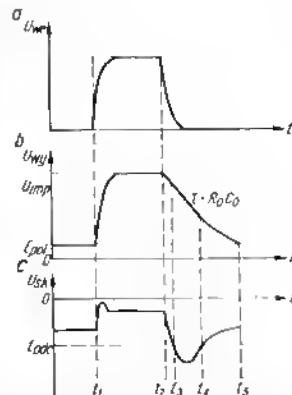
Dla przykładu, przy $R_0 = 125\ \Omega$ i $R_a > 1$ kΩ wzmocnienie napięciowe zwykłego wtórnika katodowego, zbudowanego na lampie 6Ж1П, wynosi 0,385. Wzmocnienie kaskodowego wtórnika katodowego zbudowanego na lampach tego samego typu wynosi (przy $R_a = 3{,}9$ kΩ) 0,93.

Innymi słowy, wzmocnienie jest większe 2,42 raza. Jednocześnie kaskodowy wtórnik katodowy ma dwukrotnie mniejszy czas narastania, tzn. dwukrotnie szersze pasmo przenoszenia niż zwykły wtórnik. Tak więc wypadkowy zysk, płynący z zastosowania kaskodowego wtórnika katodowego, równy jest iloczynowi zysku na szerokości pasma przez zysk na wzmocnieniu (łącznie około 5 razy).

24. KASKODOWY WTÓRNIK KATODOWY OBCIĄŻONY POJEMNOŚCIĄ

Jedną z ważniejszych właściwości kaskodowego wtórnika katodowego jest możliwość pracy przy dużym obciążeniu pojemnościowym bez zniekształcania dużych ujemnych skoków napięcia. Umożliwia to w szczególności wykorzystanie wtórnika kaskodowego do przenoszenia krótkich ujemnych impulsów o amplitudzie kilkadziesiąt woltów.

Wiadomo, że przy przenoszeniu impulsu dodatniego (rys. 60a) przez wtórnik katodowy obciążony równolegle połączonymi opornością R_0 i pojemnością C_0, np. niedopasowanym kablem z obciążeniem, następuje znaczne rozciągnięcie się ujemnego skoku napięcia, np. tylnego zbocza dodatniego impulsu (rys. 60b).



Rys. 60. Kształt napięć we wtórniku katodowym obciążonym pojemnością
a — impuls wejściowy, b — napięcie wyjściowe, c — napięcie pomiędzy siatką a katodą lampy L_1

W chwili t_2, kiedy to kończy się impuls, napięcie na siatce lampy gwałtownie maleje od wartości równej amplitudzie impulsu do wartości początkowego napięcia polaryzacji E_{pol}. Jednakże pojemność C_0 dołączona do katody lampy i naładowana do tego momentu do napięcia $E_{pol} + U_{imp}$ nie może się rozładować natychmiast. Dlatego początkowo po chwili t_2 siatka lampy ma napięcie E_{pol}, a na katodzie lampy pozostaje napięcie dodatnie równe $E_{pol} + U_{imp}$. Lampa jest zablokowana różnicą tych dwóch napięć.

W tych warunkach pojemność C_0 może się rozładowywać jedynie przez oporność R_0. To stosunkowo powolne rozładowanie pojemności (stała czasowa obwodu rozładowania $\tau = R_0C_0$) stanowi właściwie tylne zbocze impulsu wyjściowego (rys. 60b). Gdy różnica napięć pomiędzy katodą a siatką U_{sk} zmaleje do wartości napięcia odcięcia E_{odc} (rys. 60c), to lampa zacznie „przepuszczać" prąd, który znacznie przyspieszy rozładowanie

pojemności C_0. Oczywiste jest, że w przypadku impulsów o amplitudach kilkadziesiąt woltów $U_{imp} \gg E_{pol}$, przedział czasu ($t_3 \div t_4$), w ciągu którego lampa jest zablokowana, jest znacznie większy od przedziału czasu, w ciągu którego lampa przewodzi (na tylnym zboczu impulsu). Pociąga to za sobą tym większe rozciągnięcie tylnego zbocza impulsu, im większa jest amplituda i im większa oporność katodowa wtórnika.

Ponieważ w takiej sytuacji tylne zbocze impulsu składa się z kilku odcinków o różnych stałych czasowych, to wyznaczenie dokładnej wartości czasu jego trwania, uwzględniającej wszystkie czynniki wpływające na szybkość rozładowania się pojemności C_0, jest bardzo trudne. Do obliczeń orientacyjnych można wykorzystać wzór podany przez M. L. Wolina:

$$t = 2{,}2 R_0 C_0 \alpha$$

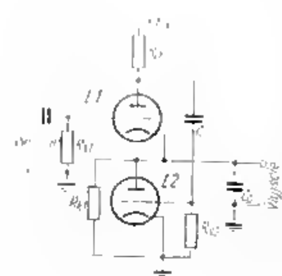
gdzie α jest empirycznym współczynnikiem, uwzględniającym bocznikujące działanie oporności wyjściowej wtórnika katodowego na tych odcinkach tylnego zbocza, gdy lampa przewodzi.

Oczywiste jest, że współczynnik α jest tym bliższy jedności, im większy jest stosunek U_{imp}/E_{pol}, a zatem im większy jest przedział czasowy ($t_3 \div t_4$) w stosunku do czasu, w ciągu którego lampa przewodzi. Współczynnik α mało zależy od parametrów lampy oraz od czasu narastania tylnego zbocza impulsu wejściowego.

Poniżej przytoczono, otrzymaną eksperymentalnie, tablicę zależności współczynnika α od stosunku U_{imp}/E_{pol} dla zwykłych lamp małej mocy.

Tablica 4

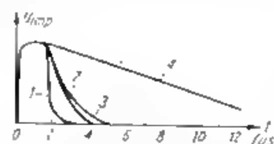
U_{imp}/E_{pol}	1	2	3	4	5
α	0,35	0,52	0,62	0,70	0,75



Rys. 61. Schemat impulsowego wtórnika katodowego

Z tablicy tej oraz ze wzoru na t wynika, że przy dużych amplitudach sygnału czas trwania tylnego zbocza impulsu wyjściowego jest znacznie większy niż stała czasowa obwodu wyjściowego i praktycznie nie zależy od czasu narastania tylnego zbocza impulsu wejściowego.

Kaskodowy wtórnik katodowy pozwala uniknąć tej podstawowej wady zwykłych wtórników katodowych. Z rys. 60 widać, że można w znacznym stopniu zmniejszyć rozciągnięcie tylnego zbocza, jeśli zmniejszyć oporność R_0 jedynie w przedziale czasu ($t_3 \div t_4$), kiedy to lampa wtórnika katodowego jest zablokowana. Natomiast w przedziale ($t_1 \div t_2$) oporność R_0 powinna mieć wartość, zapewniającą otrzymanie żądanego napięcia wyjściowego. Właściwości powyższe może zrealizować obciążenie złożone z opornika i równolegle do niego dołączonej lampy (rys. 61). Punkt pracy lampy ustala się w ten sposób, by podczas przenoszenia przez wtórnik

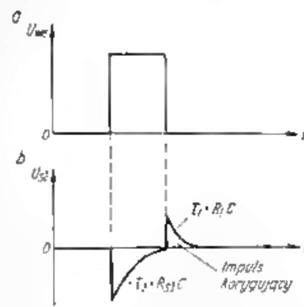


Rys. 62. Oscylogramy impulsu wyjściowego zwykłego wtórnika katodowego przy $R_0 = 10$ kΩ (4) i przy $R_0 = 2{,}2$ kΩ (2) oraz kaskodowego impulsowego wtórnika katodowego przy $R_{k1} = 10$ kΩ (3) i przy $R_{k1} = 2{,}2$ kΩ (1)

katodowy impulsu właściwego oporność lampy była duża i wówczas rolę obciążenia katodowego spełnia oporność R_{k1}. Parametry obwodu sprzężenia zwrotnego $R_{s2}C$ dobiera się w ten sposób, aby układ ten różniczkował impuls przenoszony przez wtórnik. Poprzez ten układ do siatki sterującej lampy $L2$ dochodzi jedynie wąski impuls ujemny, odpowiadający przedniemu zboczu głównego impulsu oraz wąski impuls dodatni, odpowiadający tylnemu zboczu głównego impulsu, występującego na oporności R_0.

Impuls ujemny nie zmienia oporności wypadkowej obciążenia katodowego wtórnika, gdyż lampa $L2$ w niewielkim stopniu bocznikuje oporność R_{k1}. Natomiast impuls dodatni na siatce lampy $L2$ prowadzi do nagłego zwiększenia prądu tej lampy i związanego z tym zmniejszenia wypadkowej oporności obciążenia R_0 wtórnika. W czasie trwania tego impulsu pojemność C_0 ma możliwość dodatkowego rozładowania się przez przewodzącą lampę $L2$. W wyniku tego czas rozładowania pojemności C_0 — a więc i czas narastania tylnego zbocza — maleją. Na rys. 62 przytoczono oscylogramy impulsu dodatniego na wyjściu zwykłego oraz kaskodowego wtórnika katodowego dla dwóch wartości R_{k1}.

Oczywiście stała czasowa układu różniczkującego powinna być tak dobrana, aby w czasie trwania impulsu korygującego (rys. 63) na siatce lampy $L2$ pojemność C_0 mogła się całkowicie rozładować. Przy wyborze parametrów układu różniczkującego trzeba uwzględnić to,



Rys. 63. Idealny impuls wejściowy (a) i odpowiadające mu impulsy korygujące po przejściu przez układ różniczkujący (b)

że podczas trwania na siatce lampy $L2$ impulsu dodatniego, oporność R_{s2} bocznikowana jest opornością wejściową lampy, która w zakresie prądów siatki ma wartość około $R_i = 1\ \text{k}\Omega$. Dlatego też stałą czasową układu różniczkującego dla impulsu dodatniego określa następujące wyrażenie:

$$\tau_1 = C\frac{R_1 R_{s2}}{R_1 + R_{s2}} = CR_d \approx \frac{t}{2{,}2} \tag{85}$$

gdzie R_d jest opornością wypadkową równoległego połączenia oporności R_{s2} i oporności wejściowej lampy R_1.

Stała czasowa układu różniczkującego nie może być zbyt duża, gdyż czas trwania impulsu ujemnego, przenoszonego przez ten układ i odpowiadającego przedniemu zboczu impulsu zasadniczego, nie może być większy niż czas trwania tego ostatniego, co wynika zresztą również z rys. 63.

Jeśli ze wzoru (85) można wyznaczyć potrzebną do tego celu pojemność

$$C < \frac{t}{2{,}2R_d} \approx \frac{t}{2{,}2R_i} \tag{86}$$

zakładając przy tym, że $R_{s2} \gg R_1$, to oporność R_{s2} można wyznaczyć z warunku

$$R_{s2} < \frac{t_i}{2{,}2C} \tag{87}$$

w którym t_i oznacza czas trwania impulsu.

Przy praktycznej realizacji układu impulsowego wtórnika kaskodowego trudno jest uzyskać wystarczająco dużą amplitudę dodatniego impulsu na siatce lampy $L2$, gdyż w pierwszej chwili, gdy pojemność C nie jest naładowana, oporność R_a, z której pobiera się impuls, jest bardzo silnie bocznikowana przez małą oporność wejściową tej lampy. Jeśli R_a jest większe niż R_1, to u maksymalnej wartości dodatniego napięcia na siatce lampy $L2$ decyduje wartość maksymalna prądu anodowego $I_{a\,max}$ lampy $L1$:

$$U_{s2\,max} = R_{s2}(I_{a\,max} - I_{a\,pocz})$$

gdzie $I_{a\,pocz}$ oznacza początkowy prąd anodowy lampy $L1$.

Oznacza to, że w celu uzyskania maksymalnego impulsu dodatniego wartość R_a powinna być ograniczona.

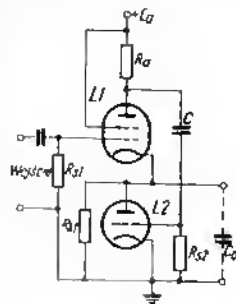
Ponieważ optymalna wartość oporności R_a prawie wszystkich typów lamp przekracza 1 kΩ, to w celu dopasowania tego obwodu do wejścia lampy $L2$ można zastosować autotransformator, zastępujący opornik R_a. Jego przekładnia jest równa

$$n = \sqrt{\frac{R_a}{R_1}}$$

Na rys. 64 przedstawiono schemat kaskodowego wtórnika katodowego, w którym jako lampę $L1$ zastosowano tetrodę (można ją zastąpić pentodą); jej druga siatka dołączona jest bezpośrednio do źródła napięcia anodowego. Układ ten jest równoważny układowi triodowemu bez opornika R_a, którego obecność jest w pewnych przypadkach zbyteczna.

Sprawa polega na tym, że oporność R_a połączona jest szeregowo z opornością wewnętrzną ϱ_{a1} lampy $L1$ i występuje na niej pewna część przenoszonego napięcia sygnału, co powoduje zmniejszenie wzmocnienia wtórnika katodowego. Ponadto obecność R_a zwiększa czas ładowania pojemności pasożytniczych układu, co daje w wyniku pewne pogorszenie nachylenia czoła impulsu wyjściowego.

W układzie z rys. 64 dołączenie opornika R_a prowadzi jedynie do zmiany rozpływu prądów pomiędzy ekranem a anodą lampy $L1$ i prawie nie wpływa na wartość sterowanego prądu katodowego lampy.

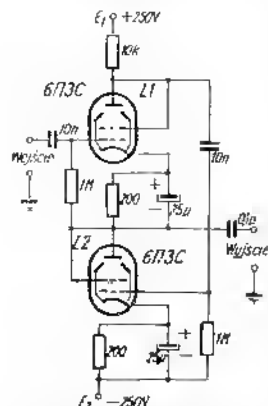


Rys. 64. Schemat zmodyfikowanego impulsowego wtórnika katodowego

W podobny sposób zachowuje się kaskodowy wtórnik katodowy również przy przenoszeniu impulsów ujemnych. Wiadomo, że zwykle wtórniki katodowe nie mogą w praktyce przenosić bez zniekształceń dużych impulsów ujemnych. Podobnie jak w przypadku omówionym poprzednio, uwarunkowane to jest tym, że napięcie na pojemności C nie nadąża za zmianami napięcia na siatce lampy wtórnika katodowego. Dlatego też doprowadzając do siatki ujemny impuls o amplitudzie większej niż napięcie odcięcia lampy, napięcie na katodzie lampy (tj. na kondensatorze C_0) szybko maleje mniej więcej do wartości napięcia odcięcia, po czym szybkość jego zmiany staje się mała i określona jest stałą czasową $\tau = R_0 C_0$. Tak więc impuls zniekształca się. Oprócz tego, przy dużej amplitudzie impulsu ujemnego lampa zaczyna pracować na odcinku o małym nachyleniu charakterystyki, wzmocnienie maleje i następuje odcięcie prądu anodowego. Dlatego ten wtórnik katodowy nie może pracować przy dużych impulsach ujemnych nawet wówczas, gdy dopuszczalne są zniekształcenia przedniego zbocza.

Oczywiście kaskodowy wtórnik katodowy pozbawiony jest i tej wady. Przy doprowadzeniu do siatki jego lampy dużego impulsu ujemnego, napięcie na katodzie lampy $L1$ nadąża przez cały czas za zmianami napięcia na siatce na skutek działania dodatniego sprzężenia zwrotnego. W wyniku tego napięcie między siatką a katodą lampy $L1$ pozostaje stałe w czasie trwania impulsu i lampa pracuje ciągle przy tej samej wartości nachylenia charakterystyki. Wzmocnienie napięciowe również się nie

zmienia. W ten sposób, w wyniku sterowania oporności katodowej kaskodowego wtórnika katodowego sygnałem dodatniego sprzężenia zwrotnego, uzyskuje się znaczne poszerzenie zakresu dynamiki sygnałów ujemnych. O granicy zakresu dynamiki decyduje teraz moment nasycenia lampy *L2*; granica ta zależy w dużym stopniu od oporności R_a, jak to już wspominano uprzednio (rys. 54).

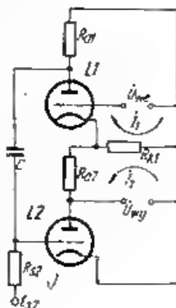


Rys. 65. Praktyczny układ impulsowego kaskodowego wtórnika katodowego

Wymienione właściwości kaskodowych wtórników katodowych pozwalają wykorzystać je do przenoszenia bez zniekształceń drgań ciągłych o dużej amplitudzie, w szczególności do przenoszenia drgań sinusoidalnych. Ten ostatni problem spotyka się bardzo często w praktyce i przy stosowaniu zwykłego wtórnika katodowego zawsze występują zniekształcenia kształtu drgań podczas ujemnych półokresów.

Na rys. 65 przedstawiono dla przykładu praktyczny schemat kaskodowego wtórnika katodowego, pozwalający przenosić z wzmocnieniem bliskim jedności (przy oporności obciążenia nie mniejszej niż 1 kΩ) impulsy dodatnie o amplitudach do 100 V, impulsy ujemne o amplitudach do 40 V lub napięcie sinusoidalne o odpowiedniej amplitudzie. Oporność wejściowa układu wynosi 30 Ω. Częstotliwościowa charakterystyka amplitudy jest płaska w paśmie częstotliwości od setek herców do 10 MHz i ma niewielkie podbicie przy 10 MHz, jeśli pojemność obciążenia wynosi 100 pF. Przy zwiększaniu C_0 podbicie przesuwa się w stronę małych częstotliwości.

Dalsza modyfikacja kaskodowego wtórnika katodowego pozwala uzyskać układ, mający wszystkie podstawowe właściwości wtórnika katodowego: dużą oporność wejściową, dużą liniowość i szerokie pasmo przenoszenia, możliwość przenoszenia impulsów ujemnych o dużej amplitudzie, a jednocześnie wzmocnienie napięciowe większe od jedności. Uproszczony schemat takiego wzmacniacza kaskodowego przedstawiono na rys. 66.



Rys. 66. Schemat uproszczony kaskodowego wtórnika ze wzmocnieniem

Jeśli oporność R_{k1} jest dostatecznie duża, to napięcie na niej jest prawie równe napięciu wejściowemu lampy *L1*. Przy R_{k1} dążącym do zera, przepływa przez niego prąd:

$$\dot{I}_1 = \dot{U}_{we} S_{a1}(1 + S_{a2}\varrho_{a1})$$

Oporność wyjściowa kaskodowego wtórnika katodowego

$$R'_{wy} = \frac{\dot{U}_{we}}{\dot{I}_1} = \frac{1}{S_{a1}(1 + S_{a2}\varrho_{a1})} \tag{88}$$

Gdy oporność R_{k1} przyjmuje wartości pośrednie pomiędzy zerem a nieskończonością, to przepływa przez nią prąd o natężeniu:

$$\dot{I}'_1 = \frac{\dot{U}_{we}}{R'_{wy} + R_{k1}}$$

a przez oporność ϱ_{a2} przepływa część tego prądu

$$\dot{I}_2 = \frac{S_{a2}R_{a1}}{1 + S_{a2}\varrho_{a1}} \dot{I}'_1$$

Napięcie wyjściowe $\dot{U}_{wy}$, pobierane z anody lampy *L2*, równe jest sumie spadków napięć na opornościach R_{k1} i R_{a2}, a wzmocnienie napięciowe układu jest równe:

$$k_u = \frac{R_{k1}}{R_{k1} + R'_{wy}} + \frac{R_{a2}}{R_{k1} + R'_{wy}} \cdot \frac{S_{a2}R_{a1}}{1 + S_{a2}R_{a1}} \approx \frac{R_{k1} + R_{a2}}{R_{k1}} = 1 + \frac{R_{a2}}{R_{k1}} \tag{89}$$

tzn. jest większe od jedności o wielkość R_{a2}/R_{k1}.

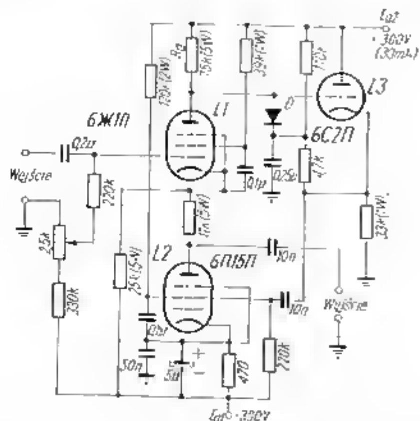
Oporność wejściową układu — po uwzględnieniu wyrażenia (89) określa następujący wzór:

$$R_{we} = k_u R'_{wy}\left(1 + \frac{R_{k1}R_{a2}}{R_{k1} + R_{a2}} S_{a1}\right) \tag{90}$$

Na rys. 67 przedstawiono schemat praktyczny takiego wtórnika katodowego ze wzmocnieniem. Aby zmniejszyć pojemności pasożytnicze obciążające obwód dodatniego sprzężenia zwrotnego, napięcie sprzężenia zwrotnego doprowadza się do siatki *L2* poprzez wtórnik katodowy zbudowany na lampie *L3*. Można dzięki temu zastosować większe wartości oporności R_a, nie powodując przy tym zwiększenia czasu narastania napięcia. W warunkach podanych na schemacie, lampa *L2* umożliwia przepływ prądu do 100 mA w impulsie, nie wchodząc w zakres prądów siatki. Napięcie polaryzacji siatki lampy *L1* dobiera się w ten sposób, by prąd płynący przez oporność R_{k1} był równy zeru.

Dioda *D* znajdująca się w obwodzie siatki lampy *L3* zabezpiecza lampę *L2* przed przeciążeniem. Przy napięciu polaryzacji tej lampy równym 7,3 V

dioda jest zablokowana napięciem 6 V. Gdy sygnał na siatce lampy *L3* przekracza 6 V, dioda zaczyna bocznikować obwód siatki tej lampy. Oznacza to, że napięcie sygnału na siatce lampy *L2* również nie może



Rys. 67. Praktyczny układ wtórnika kaskodowego wzmacniającego napięcie

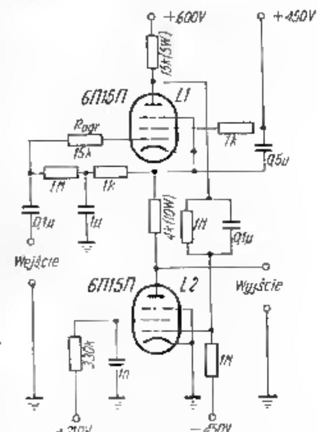
przekroczyć 6 V, tzn. zabezpiecza ono przed wkroczeniem w zakres prądów siatki.

Ze wzorów (88), (89) i (90) można obliczyć, że przy $S_a = 12$ mA/V otrzymuje się $R'_{wy} = 1{,}33\ \Omega$, $k_u = 98$, $R_{wy} = 300\ \Omega$.

Czas narastania na wyjściu układu przy obciążeniu pojemnością C_o = 15 pF nie przekracza 50 ns w przypadku impulsu ujemnego o amplitudzie do 125 V. W przypadku impulsów dodatnich czas ten jest nieco większy i dochodzi do 120 ns przy amplitudzie 60 V. W celu zbadania liniowości układu mierzono jego wzmocnienie przy dziewięciu wartościach napięcia wejściowego zawartych w zakresie od 7 do 125 V. W zakresie tym odchylenie charakterystyki wyjściowej od linii prostej nie przekraczało 1%.

Przy zmianie wartości R_{k1} zmienia się zarówno wzmocnienie układu, jak i czas narastania napięcia wyjściowego. Przy zmianach wzmocnienia napięciowego w zakresie od 5 do 400 czas narastania zwiększał się z 40 do 100 ns. W celu zabezpieczenia przed przerzutem napięcia przy wzmocnieniach mniejszych od 100 można włączyć w szereg z opornikiem R_{k1} cewkę o niewielkiej indukcyjności. W celu zmniejszenia czasu narastania w układzie o wzmocnieniu większym od 100 opornik R_{k1} można zablokować kondensatorem o niewielkiej pojemności.

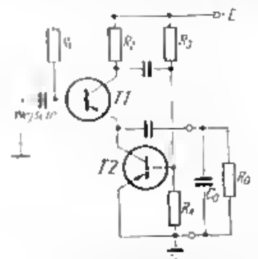
Na rys. 68 przytoczono jeszcze jeden układ wzmacniacza kaskodowego na bazie wtórnika katodowego. Układ ten jest prostszy od poprzedniego, gdyż nie zawiera on pomocniczego wtórnika katodowego. Układ przenosi ujemne impulsy o amplitudzie do 40 V. Ze względu na dużą wartość wzmocnienia w pętli dodatniego sprzężenia zwrotnego (w układzie wykorzystuje się pentody 6П15П o nachyleniu charakterystyki S_a = = 12 mA/V), oporność wyjściowa układu nie przekracza kilku omów. Czas narastania napięcia wyjściowego wynosi $\tau_n = 0{,}5\ \mu s$, a wzmocnienie $k_u = 5$.



Rys. 68. Prosty układ wtórnika kaskodowego ze wzmocnieniem napięciowym

Szczegółowe badania wykazały, że w zakresie częstotliwości od 5 do 30 MHz oporność wejściowa układu może stać się ujemna, co oznacza, że układ ma tendencję wzbudzania się. W celu poprawy stabilności włącza się w szereg z siatką lampy *L1* opornik ograniczający R_{ogr} = 15 kΩ. Zastosowanie tego opornika nie wpływa w praktyce na przebieg charakterystyki częstotliwościowej.

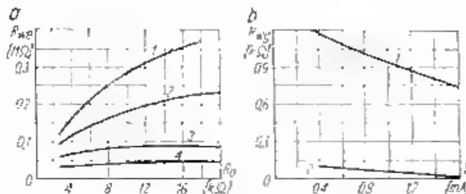
Na rys. 69 przedstawiono zasadniczy schemat tranzystorowego kaskodowego wtórnika emiterowego, którego zasada działania jest podobna jak układu lampowego. Podobnie jak i lampowy, wtórnik ten ma zmniejszoną oporność wyjściową i pracuje poprawnie przy obciążeniu pojemnościowym. Jego szczególną właściwością jest duża oporność wejściowa, przewyższająca kilkakrotnie oporność wejściową zwykłego wtórnika emiterowego.



Rys. 69. Schemat kaskodowego wtórnika emiterowego

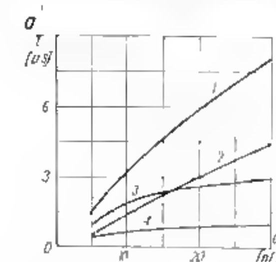
Na rys. 70a przedstawiono wykresy zależności oporności wejściowej od obciążenia dla zwykłego i dla kaskodowego wtórnika emiterowego. Zasadniczy tranzystor *T1* miał przy wszystkich pomiarach

(rys. 70 i rys. 71) w obu układach wtórnika współczynnik wzmocnienia prądowego równy $\alpha = 0{,}98$.



Rys. 70. Charakterystyki kaskodowego wtórnika emiterowego

a — zależność oporności wejściowej od oporności obciążenia dla kaskodowego (1) i zwykłego (2) wtórnika emiterowego przy $I_e = 0{,}4$ mA oraz dla kaskodowego (3) i zwykłego (4) wtórnika emiterowego przy $I_e = 4$ mA; b — zależność oporności wyjściowej od prądu emitera dla wtórnika zwykłego (1) i kaskodowego (2)



Z rys. 70b wynika, że oporność wyjściowa kaskodowego wtórnika emiterowego jest 10-krotnie mniejsza niż w zwykłym wtórniku emiterowym, pracującym w takich samych warunkach. Skuteczność kaskodowego wtórnika emiterowego przy przenoszeniu tylnego zbocza impulsu ujemnego można ocenić na podstawie krzywych, przedstawionych na rys. 71.

Rys. 71. Charakterystyki wtórnika emiterowego obciążonego pojemnościowo

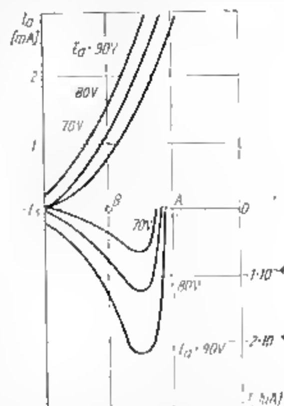
a — zależność czasu narastania tylnego zbocza impulsu wyjściowego od pojemności C_0 dla zwykłego (1) i kaskodowego (2) wtórnika emiterowego przy prądzie $I_e = 0{,}4$ mA oraz dla zwykłego (3) i kaskodowego (4) wtórnika emiterowego przy prądzie $I_e = 4$ mA; b — zależność czasu narastania tylnego zbocza impulsu wyjściowego od oporności R_2

25. IMPEDANCJA WEJŚCIOWA KASKODOWEGO WTÓRNIKA KATODOWEGO

Bardzo często przed konstruktorami elektronicznej aparatury pomiarowej, pracującymi zwłaszcza w zakresie fizyki doświadczalnej, staje problem opracowania urządzeń, których oporność wejściowa osiąga wartości $10^9 \div 10^{11}\ \Omega$. To złożone zagadnienie techniczne rozwiązuje się przy wykorzystaniu specjalnych wtórników katodowych typu kaskodo-

wego. Aby osiągnąć podane wyżej wartości oporności wejściowej, nie wystarcza już samo wykorzystanie układowych właściwości połączenia kaskodowego; trzeba uwzględniać również dodatkowe możliwości, powstające przy starannym doborze punktów pracy lamp wtórnika.

Na rys. 72 przytoczono charakterystyki prądu siatki kaskodowej wtórnika katodowego zbudowanego na lampach ECC 80 (odpowiednik radzieckich 6H8C). Z charakterystyk tych widać, że istnieją dwa obszary, w których prądy siatki są bliskie zeru. Prąd siatki jest równy zeru w pobliżu punktu A, odpowiadającego dużemu nachyleniu charakterystyki prądu anodowego S_a. Jednak w obszarze tym, nawet niewielkie zmiany napięcia zasilania powodują wystąpienie dużych prądów siatki, gdyż nachylenie charakterystyk prądu siatki jest tu olbrzymie.



Rys. 72. Prądy siatki w kaskodowym wtórniku katodowym. U góry przytoczono charakterystyki anodowo-siatkowe

Prądy siatki są niewielkie również w drugim obszarze, położonym na lewo od punktu B. Zależność prądu siatki od napięcia zasilania jest tu bardzo mała i dlatego wskazane jest wybierać punkt pracy właśnie w tym obszarze, chociaż odpowiada on stosunkowo małym wartościom nachylenia charakterystyki prądu anodowego. Z rys. 72 wynika, że wybór punktu pracy w tym obszarze pozwala utrzymać prąd siatki w granicach poniżej 10^{-10}A.

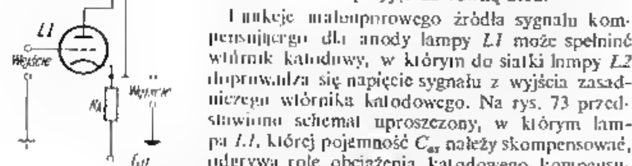
Jedną z zalet kaskodowego wtórnika katodowego jest — jak już wspomniano — utrzymywanie punktu pracy w tym samym położeniu w dużym zakresie dynamiki wejściowych napięć ujemnych, a to na skutek działania pętli dodatniego sprzężenia zwrotnego. Położenie punktu pracy kaskodowego wtórnika katodowego zależy od oporności polaryzacji siatki R_{k2}, która wpływa na natężenie prądu płynącego przez lampę $L2$.

Kaskodowy wtórnik katodowy zapewnia zatem odpowiednio dużą oporność wejściową. Jednak przy zadanej szerokości pasma przenoszenia układu każde zwiększenie wartości oporności wejściowej ma sens jedynie wtedy, gdy istnieje możliwość zmniejszenia w tym samym stopniu pojemności wejściowej układu, gdyż przy dużych częstotliwościach o jego impedancji wejściowej decyduje w znacznej mierze pojemność wejściowa. Tak na przykład, przy częstotliwości 1 kHz pojemność wejściowa równa 1 pF ma impedancję zaledwie $X_C = \frac{1}{2\pi f C} = 1{,}6 \cdot 10^8\,\Omega$. Natomiast

pojemność wejściowa zwykłego wtórnika katodowego, zależna od typu lampy oraz od jakości ekranowania obwodów wejściowych, ma wartość od 8 do 30 pF. Poprzednio podano, że czas narastania w kaskodowych wtórnikach katodowych, zależny przede wszystkim od pojemności wejściowej, jest prawie dwukrotnie mniejszy niż w zwykłych wtórnikach katodowych. Uzyskuje się tu drogą zmniejszenia pojemności C_{sk} dzięki układowym właściwościom kaskodowego wtórnika katodowego. Jednakże z równania (24) wynika, że w celu dalszego zmniejszenia pojemności wejściowej wtórnika katodowego trzeba podjąć specjalne kroki w kierunku zmniejszenia pojemności anoda-siatka i siatka-ziemia.

Ta ostatnia pojemność może być we wtórniku katodowym o dużej oporności wewnętrznej — bardzo duża. Pochodzi to stąd, że zwiększenie oporności wejściowej zwiększa podatność układu na zakłócenia i dlatego obwody wejściowe takiego układu trzeba starannie ekranować, co kilkakrotnie zwiększa pojemność pasożytniczą pomiędzy siatką a ziemią.

Składową pojemności wejściowej, której obecność uwarunkowana jest pojemnością C_{as}, można skompensować przez wprowadzenie do obwodu anodowego lampy $L1$ napięcia sygnału w tej samej fazie i o tej samej amplitudzie, co sygnał na siatce tejże lampy. Dowolnej zmianie napięcia sygnału na siatce lampy $L1$ towarzyszy dokładnie taka sama zmiana napięcia sygnału kompensującego na anodzie, tak że między anodą a siatką nie występuje różnica napięć sygnału, a zatem nie płynie tam żaden prąd sygnału. Pojemność C_{as} można wówczas przyjąć za równą zeru.



Rys. 73. Zasada kompensacji anodowej wtórnika katodowego

Funkcje małooporowego źródła sygnału kompensującego dla anody lampy $L1$ może spełniać wtórnik katodowy, w którym do siatki lampy $L2$ doprowadza się napięcie sygnału z wyjścia zasadniczego wtórnika katodowego. Na rys. 73 przedstawiono schemat uproszczony, w którym lampa $L1$, której pojemność C_{as} należy skompensować, odgrywa rolę obciążenia katodowego kompensującego wtórnika katodowego zbudowanego na lampie $L2$. W ten sposób wtórnik kompensujący pracuje w układzie kaskodowym, a jego wzmocnienie jest bliskie jedności dzięki dużej oporności dynamicznej lampy $L1$. Z drugiej strony, lampa $L1$ może również pracować w układzie kaskodowym, mając lampę jako obciążenie katodowe zamiast opornika R_k. Ta okoliczność zapewnia zarówno dużą oporność wejściową układu, jak i maksymalne wzmocnienie napięcia sygnału. Pojemność wejściową takiego podwójnego wtórnika kaskodowego określa wzór:

$$C_{we} = (1-k_{u2})\,C_{as} + (1-k_{u1})\,C_{sk} + C_{s0} \qquad (91)$$

w którym k_{u1} oznacza wzmocnienie napięciowe układu od siatki lampy $L1$ do jej anody poprzez wtórnik katodowy zbudowany na lampie $L2$, $k_{u2} = k_{u1} - k_{u3}$, gdzie k_{u3} jest wzmocnieniem napięciowym od siatki lampy $L2$ do jej katody.

Pojemność C_{as} jest zatem tym bliższa zeru, im bliższe jedności jest wzmocnienie napięciowe obu wtórników katodowych (na lampie $L1$ i na lampie $L2$). Oprócz działania kompensacyjnego, doprowadzenie sygnału do anody lampy $L1$ prowadzi do wyraźnego dodatkowego zwiększenia wzmocnienia głównego wtórnika katodowego, zbudowanego na tej lampie. Tłumaczy się to tym, że w układzie z rys. 73 napięcie między anodą a katodą lampy $L1$ praktycznie nie zmienia się podczas przenoszenia sygnału. Wzmocnienie napięciowe takiego wtórnika określa wzór:

$$k_{u1} = \frac{1}{1 + \frac{1-k_{u1}}{K_a} + \frac{1}{S_a R_k}}$$

Przypominamy, że w przypadku zwykłego wtórnika katodowego wzmocnienie ma — na podstawie wzoru (61) — następującą postać:

$$k_u = \frac{1}{1 + \frac{1}{K_a} + \frac{1}{S_a R_k}}$$

A zatem w przypadku wtórnika katodowego z kompensacją anodową wzmocnienie napięciowe dodatkowo zwiększa się, gdyż drugi wyraz w mianowniku staje się mniejszy. Przy $k_u \approx 1$ można przyjąć, że wzmocnienie napięciowe skompensowanego wtórnika katodowego w ogóle nie zależy od K_a.

Stwierdzenie powyższe można zilustrować przykładem, zaczerpniętym z książki J. I. Gribanowa*). Wzmocnienie napięciowe zwykłego wtórnika katodowego zbudowanego na lampie ЭМ-4 ($S_a = 2{,}2$ mA/V, $\rho_a = 25{,}5$ kΩ) wynosi 0,66 przy $R_0 = 200$ kΩ. Po dołączeniu do obwodu anodowego lampy $L1$ kompensującego wtórnika katodowego o $k_u = 0{,}9$, wzmocnienie napięciowe głównego wtórnika katodowego zwiększa się do wartości 0,901, a jeśli $k_u = 0{,}99$, to wypadkowe wzmocnienie napięciowe wynosi $k_{u1} = 0{,}94$.

Zmniejszenie pojemności C_{s0} i jednocześnie kompensację pojemności kabla ekranującego uzyskuje się dzięki doprowadzeniu do ekranu kabla napięcia sygnału z katody lampy $L1$. Pojemność pomiędzy siatką a ekranem C_{se} jest wtedy dołączona równolegle do pojemności C_{sk} i kompensuje się tą podobnie jak i C_{sk} dzięki temu, że wzmocnienie wtórnika jest bliskie

*) J. I. Gribanow: Izmierienie napriażenyj w wysokoomnych cepjach. Gosenergoizdat, 1962.

jedności. W wyniku tego różnica napięcia sygnału pomiędzy siatką a katodą lampy $L1$ jest $\frac{1}{1-k_{u1}}$ razy mniejsza niż napięcie sygnału. Tyle też razy zmniejsza się prąd pojemnościowy między siatką a katodą. W tym samym stopniu maleje również pojemność dynamiczna.

Wyrażenie na C_{we} przyjmuje teraz postać:

$$C_{we} = (1-k_{u1}k_{u3})C_{as}+(1-k_{u1})(C_{sk}+C_{s0})+C'_{s0} \tag{92}$$

Pozostałą nieskompensowaną pojemność C'_{s0} stanowi głównie pojemność między wyprowadzeniem siatki a włóknem żarzenia i zwykle nie przekracza ona setnych części pikofarada.

Przedstawiony powyżej układ daje zatem możliwość kompensacji pojemności wejściowej wtórnika katodowego do wartości nie przekraczających setnych części pikofarada.

Analizę kaskodowego wtórnika katodowego z kompensacją anodową można przeprowadzić metodą superpozycji, według której każdą lampę traktuje się jako niezależne źródło zastępcze obciążone pozostałą częścią układu. (Zasada superpozycji może tu być zastosowana, gdyż lampy pracują w warunkach liniowych i nie istnieje ich wzajemny wpływ na siebie). Lampę wraz z odpowiednimi opornościami R_a i R_k traktuje się jako trójnik czynny, którego charakterystyki są dostatecznie dokładnie zdeterminowane przez wartości impedancji, widzianych z punktów A, S i K (rys. 74), tzn. impedancji pomiędzy rozważanym punktem a dwoma innymi, zwartymi ze sobą dla przebiegów zmiennych.

Rys. 74. Lampa elektronowa jako trójnik

Przy zmianie potencjału punktu A o wartość ΔU przyrost prądu w obwodzie wynosi

$$\Delta I = -S_a R_k \Delta I + \frac{\Delta U - \Delta I(R_a+R_k)}{\varrho_a}$$

Dzieląc obie części równania przez ΔI, można wyznaczyć stosunek $\Delta U/\Delta I$, stanowiący impedancję w punkcie A:

$$\frac{\Delta U}{\Delta I} = R_k(1+K_a)+\varrho_a+R_a = Z_a$$

W podobny sposób przy zmianie potencjału punktu S (tzn. potencjału siatki lampy) otrzymamy wyrażenie dla przyrostu prądu oraz wzór dla odpowiedniej impedancji:

$$\Delta I = S_a(\Delta U - R_k\Delta I) - \frac{\Delta I(R_a+R_k)}{\varrho_a}$$

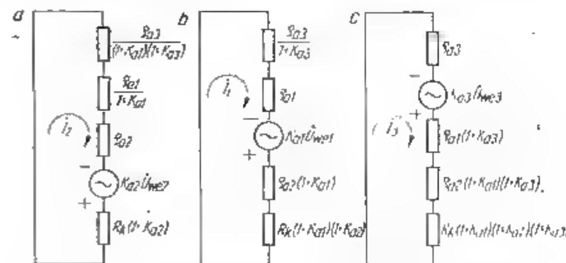
$$Z_s = \frac{1}{K_a}[R_a+\varrho_a+(1+K_a)R_k]$$

Zmiana potencjału w obwodzie katody lampy prowadzi do następujących wyrażeń:

$$\Delta I = S_a(\Delta U - R_a\Delta I) + \frac{\Delta U - \Delta I(R_a+R_k)}{\varrho_a}$$

$$Z_k = R_k + \frac{R_a+\varrho_a}{1+K_a}$$

Co do szeregowego połączenia trzech lamp, jak w układzie skompensowanego kaskodowego wtórnika katodowego, to można wyciągnąć wniosek, że wszystkie impedancje sprowadzone do katody rozpatrywanej lampy i leżące powyżej tego punktu trzeba zmniejszyć $(1+K_a)$-krotnie, natomiast impedancje sprowadzane do anody i leżące poniżej tego punktu trzeba zwiększyć $(1+K_a)$-krotnie.



Rys. 75. Schematy zastępcze służące do analizy skompensowanego kaskodowego wtórnika katodowego
a — względem lampy $L2$, b — względem lampy $L1$, c — względem lampy $L3$

Odpowiednio do tego można zbudować schematy zastępcze dla każdej z lamp $L1$, $L2$ i $L3$ (rys. 75) i na tej podstawie można wyznaczyć prąd wypadkowy jako sumę istniejących oddzielnie prądów każdej lampy:

$$\dot I = \dot I_1 + \dot I_2 + \dot I_3 =$$

$$= \frac{K_{a2}(1+K_{a1})(1+K_{a3})\dot U_2 + K_{a1}(1+K_{a3})\dot U_1 + K_{a3}\dot U_3}{\varrho_{a3}+\varrho_{a1}(1+K_{a3})+\varrho_{a2}(1+K_{a3})(1+K_{a1})+R_k(1+K_{a2})(1+K_{a1})(1+K_{a3})} \tag{93}$$

W układzie skompensowanego kaskodowego wtórnika katodowego $\dot U_1 = \dot U_{we}$ oraz $\dot U_3 = \dot U_{wy}$. Jeśli lampę $L2$ wykorzystać jako niesterowaną oporność katodową do stabilizacji prądu katodowego lampy $L1$, to spełniony jest warunek $\dot U_2 = 0$. Przypominamy, że wszędzie tutaj $\dot U$ oraz $\dot I$

oznaczają składowe zmienne napięcia lub prądu. Warunek $\dot{U}_2 = 0$ oznacza, że do siatki lampy $L2$ nie doprowadza się napięcia sygnału.

Równanie (93) sprowadza się wówczas do następującej postaci:

$$\dot{I} = \frac{K_{a1}(1+K_{a3})\dot{U}_{we}+K_{a3}\dot{U}_{wy}}{\varrho_{a3}+\varrho_{a1}(1+K_{a3})+[\varrho_{a1}+R_k(1+K_{a2})](1+K_{a1})(1+K_{a3})} \tag{94}$$

Ze schematu zastępczego (rys. 75a) wynika, że napięcie wyjściowe na anodzie lampy $L2$ przy warunku $\dot{U}_2 = 0$ określa wzór:

$$\dot{U}_{wy} = \dot{I}[\varrho_{a2}+R_k(1+K_{a2})] \tag{95}$$

Podstawiając to wyrażenie dla $\dot{U}_{wy}$ do wzoru (94), otrzymamy wzór na wzmocnienie lampy $L1$:

$$\hat{k}_{u1} = \frac{\dot{U}_{wy}}{\dot{U}_{we}} = \frac{K_{a1}(1+K_{a3})}{1+K_{a1}(1+K_{a3})+\dfrac{\varrho_{a3}+\varrho_{a1}(1+K_{a3})}{\varrho_{a2}+R_k(1+K_{a2})}} \tag{96}$$

Wzmocnienie skompensowanego wtórnika katodowego na lampie $L3$ jest równe:

$$\hat{k}_{u1} = \frac{\dot{U}_{a1}}{\dot{U}_{wy}}$$

gdzie $\dot{U}_{a1}$ jest napięciem sygnału na anodzie lampy $L1$ równym:

$$\dot{U}_{a1} = -K_{a1}\dot{U}_{we}+\dot{I}\{\varrho_{a1}+(1+K_{a1})[\varrho_{a2}+R_k(1+K_{a2})]\} \tag{97}$$

Rozwiązując układ równań (95) i (97) otrzymamy:

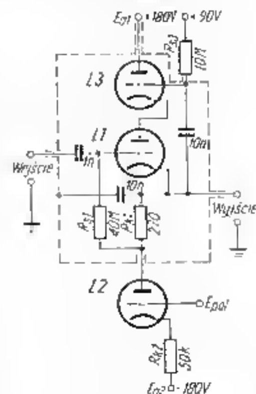
$$\dot{U}_{a1} = -K_{a1}\dot{U}_{we}+\dot{U}_{wy}\frac{\varrho_{a1}+(1+K_{a1})[\varrho_{a2}+R_k(1+K_{a2})]}{\varrho_{a2}+R_k(1+K_{a2})}$$

Można już więc podać pełne wyrażenie na wzmocnienie napięciowe lampy $L3$:

$$\hat{k}_{u1} = \hat{k}_{u1}-K_{a1}(1-\hat{k}_{u1})+\frac{\varrho_{a1}}{\varrho_{a2}+R_k(1+K_{a2})}\hat{k}_{u1} \tag{98}$$

Na rys. 76 przedstawiono praktyczny schemat kaskodowego wtórnika katodowego z kompensacją pojemności wejściowej. Zmierzone wartości pojemności i oporności wejściowej tego układu bez kompensacji, tzn. bez lamp $L2$ i $L3$, wynoszą odpowiednio $C_{we} = 43{,}2$ pF, $R_{we} = 35{,}5$ MΩ, przy czym o oporności wejściowej decyduje tu głównie oporność upływowa R_{s1}. Do wejścia układu dołącza się kabel współosiowy o długości około 40 cm.

Po zastosowaniu kompensacji pojemność wejściowa zmniejszyła się do wartości 0,2 pF przy częstotliwości 100 Hz. Przy wzroście częstotliwości sygnału pojemność wejściowa zwiększa się, osiągając 0,35 pF przy częstotliwości 50 kHz. Zależność reaktancji pojemnościowej X_C od częstotliwości przedstawiono na rys. 77. Podano tam również zależność składowej czynnej impedancji wejściowej R od częstotliwości.



Rys. 76. Układ praktyczny kaskodowego wtórnika katodowego z kompensacją pojemności wejściowej

Przy częstotliwości około 3,2 kHz zmierza ona do nieskończoności, a przy dalszym zwiększaniu częstotliwości staje się ujemna i monotonicznie maleje. Przyczyną tego mogą być niewielkie przesunięcia fazowe o charakterze indukcyjnym w obwodzie sprzężenia zwrotnego.

W tablicy 5 podano wartości k_{u1} i k_{u2} i odpowiadających im współczynników kompensacji $(1-k_{u1})$ i $(1-k_{u2})$, obliczone na podstawie podanych poprzednio wzorów.

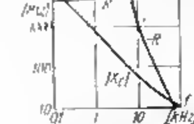
Należy zauważyć, że zwykły wtórnik katodowy bez kompensacji ma w tym przypadku wzmocnienie $k_u = 0{,}974$, natomiast odpowiadające mu wzmocnienie kaskodowego wtórnika katodowego wynosi $k_{u1} = 0{,}99919$.

Jeśli do wzoru (92) podstawić powyższe wartości współczynników kompensacji oraz zmierzone wartości C_{we} i C_{as}, to można obliczyć C'_{s0}. Przy $C_{as} = 2$ pF

Tablica 5

k_{u1}	k_{u2}	$(1-k_{u1})$	$(1-k_{u2})$
0,99919	0,973	0,00081	0,027

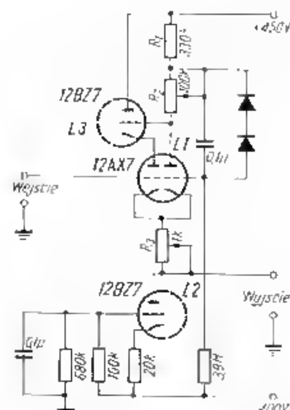
otrzymuje się $C'_{s0} = 0{,}075$ pF. Wynik ten dowodzi, że ekranowanie obwodu wejściowego z jednoczesną kompensacją pojemności C_{s0} jest bardzo skutecznym sposobem zredukowania wpływu pasożytniczej pojemności C_{s0}.



Rys. 77. Zależność składowych impedancji Z_{we} skompensowanego wtórnika katodowego od częstotliwości

Dołączenie opornika upływowego siatki R_{s1} do anody lampy $L2$ prowadzi do kompensacji prądu wejściowego, płynącego przez ten opornik. Różnica napięć na tym odcinku wynosi $(1-k_{u1})\dot{U}_{we}$, tzn. wartość prądu wejściowego płynącego przez opornik upływowy maleje w wyniku działania ujemnego sprzężenia zwrotnego $\dfrac{1}{1-k_{u1}}$ razy. W rezultacie oporność wejściowa układu wzrasta do wartości $2\cdot 10^{10}$ Ω.

Przez dalsze zwiększenie wartości współczynników wzmocnienia k_{u1} i k_{u2} można pojemność wejściową zmniejszyć jeszcze bardziej. W zasadzie pojemność wejściową można zredukować do zera przy wartości k_{u2} równej 1,2 i przy większych wzmocnieniach może ona przybierać wartości ujemne.



Rys. 78. Schemat wtórnika z dodatkową kompensacją

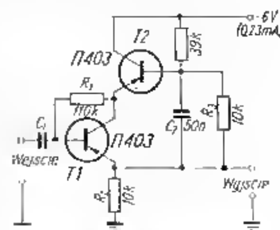
Na rys. 78 przedstawiono schemat praktyczny, w którym dalsze przybliżenie wartości k_{u2} do jedności uzyskuje się dzięki zastosowaniu dodatkowego wzmacniacza sygnału kompensującego. Oporność wejściowa układu osiąga wartość $R_{we} = 10^{11}\ \Omega$ w zakresie zmian sygnału $\Delta U_{we} = \pm 100$ V. Pojemność wejściowa wtórnika jest bliska zeru, dzięki czemu pasmo przenoszenia rozciąga się od 0 do 10 MHz.

Aby napięcie wejściowe wtórnika przy przenoszeniu sygnału prądu stałego było dokładnie równe napięciu wejściowemu, w układzie dokonuje się kompensacji napięcia polaryzacji U_{pol} lampy *L1* przez zastosowanie dodatkowego opornika R_3. Jeśli dobrać taką wartość tej oporności, by powstający na niej pod wpływem prądu anodowego lampy *L1* spadek napięcia był równy U_{pol}, to potencjał anody lampy *L2* (potencjał wyjściowy) jest równy potencjałowi siatki lampy *L1*. Spadek napięcia na lampie *L1* praktycznie nie zależy od wartości sygnału wejściowego, gdyż prąd płynący przez lampę *L2* i opornik R_3 jest — w całym zakresie dynamiki sygnału — bardzo mały (ze względu na dużą oporność dynamiczną lampy *L2*). Ponieważ wzmocnienie napięciowe od siatki do katody lampy *L1* jest bardzo bliskie jedności, to również położenie punktu pracy tej lampy nie zmienia się w całym zakresie dynamiki. Tak więc opisana tu kompensacja działa poprawnie w całym zakresie dynamiki sygnału.

Zastosowanie lampy *L1* zmniejsza nieco wzmocnienie pomiędzy siatką lampy *L1* a zaciskiem wyjściowym, jednak zjawisko to jest nieznaczne, gdyż wartość R_3 jest znacznie mniejsza od oporności dynamicznej lampy *L2*. Jeśli wtórnik katodowy wykorzystać do przenoszenia sygnałów prądu zmiennego lub jeśli początkowy potencjał zacisku wyjściowego jest nieistotny, to można usunąć z układu opornik R_3.

Kompensację anodową lampy *L1* realizuje się za pomocą lampy *L3*, do której sygnał doprowadza się poprzez wzmacniacz o wspólnej siatce, zbudowany na prawej (wg schematu) triodzie lampy *L1*. Sygnał kompensujący doprowadza się z wyjścia wtórnika katodowego do katody tej triody.

Na rys. 79 przedstawiono schemat skompensowanego wtórnika emiterowego, zbudowanego na tranzystorach. Zasada kompensacji jest taka sama jak w przypadku lampowego wtórnika katodowego. Oprócz kompensacji pojemności wejściowej w układzie realizuje się również kompensację oporności polaryzacji bazy, której obecność prowadzi zwykle do zmniejszenia oporności wejściowej wtórnika. Oporność polaryzacji bazy tranzystora *T1* dołączona jest do jego kolektora, do którego doprowadza się również napięcie kompensujące przez wtórnik emiterowy zbudowany na tranzystorze *T2*. W ten sposób efektywna wartość (tzn. dla sygnału) oporności polaryzacji bazy jest k_{u2}-krotnie większa od rzeczywistej wartości tej oporności (k_{u2} jest wzmocnieniem napięciowym od bazy do kolektora tranzystora *T1*).



Rys. 79. Schemat wtórnika emiterowego z kolektorową kompensacją strat na wejściu

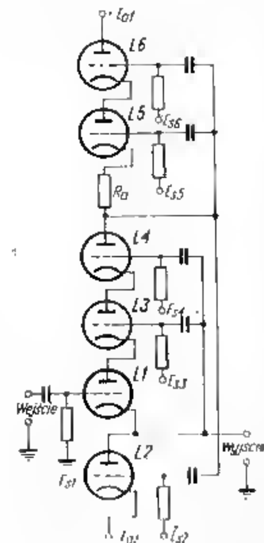
Omówiony wtórnik emiterowy z kompensacją kolektorową przeznaczony jest do pracy na wejściu wzmacniacza impulsowego. W celu rozszerzenia pasma przenoszenia w stronę małych częstotliwości, do obwodu sygnału kompensacyjnego włączono opornik R_1, przez który do bazy tranzystora *T2* doprowadza się napięcia o małych częstotliwościach, nie przechodzące przez kondensator C_2.

Oporność wejściowa skompensowanego wtórnika emiterowego jest kilkakrotnie większa od oporności wejściowej zwykłego wtórnika. Przy zastosowaniu tranzystorów *T1* i *T2* o wzmocnieniu prądowym 0,992 i przy $R_1 = 110$ kΩ oporność wejściowa przy częstotliwości 1 kHz wynosi 1 MΩ. Pasmo przenoszenia skompensowanego wtórnika emiterowego zbudowanego na tranzystorach typu П 403 rozciąga się od 100 Hz do 2 MHz.

26. SUPERLINIOWY WTÓRNIK KATODOWY

Bardzo często wtórnikowi katodowemu stawia się żądanie dużej liniowości charakterystyki. Ma to miejsce, między innymi, przy przenoszeniu sygnałów złożonych z drgań o kilku częstotliwościach i o mniej więcej takich samych amplitudach. Przy przenoszeniu takich sygnałów nieliniowość charakterystyki prowadzi do tego, że amplitudy częstotliwości sumarycznych i różnicowych, powstających w wyniku modulacji skrośnej we wtórniku katodowym, mogą osiągać duże wartości.

Poprzednio stwierdzono, że kaskodowy wtórnik katodowy odznacza się dużą liniowością dzięki dużej wartości wzmocnienia napięciowego. Dalsze zwiększenie wzmocnienia obserwuje się w skompensowanym wtórniku katodowym. Logicznym rozwinięciem tego ostatniego układu, mającym na celu uzyskanie maksymalnej liniowości, jest wprowadzenie kompensacji w obwodzie anodowym lampy *L3* (w skompensowanym wtórniku katodowym) oraz kompensacji spadku napięcia na oporności R_a kaskodowego wtórnika katodowego. Wprowadzenie każdej następnej lampy kompensacyjnej zwiększa wzmocnienie każdej z poprzednich lamp. Ogólny schemat takiego wtórnika katodowego przedstawiono na rys. 80.



Rys. 80. Schemat skompensowanego wtórnika katodowego *n*-tego rzędu

Przez zastosowanie odpowiedniej liczby kompensacyjnych lamp szeregowych można w zasadzie uzyskać dowolną zadaną liniowość wtórnika katodowego, zbudowanego na lampie *L1*. Zwiększeniu wzmocnienia tej lampy przy takiej wielokrotnej kompensacji towarzyszy jednocześnie zmniejszenie oporności wyjściowej układu.

W przytoczonej poniżej analizie układu superliniowego wtórnika katodowego zakłada się, że w żadnej z lamp nie płynie prąd siatki. Rozpatruje się jedynie pracę triod przy małych częstotliwościach, gdy można pominąć wpływ pojemności międzyelektrodowych.

Głównym źródłem zniekształceń nieliniowych układu jest lampa elektronowa, której charakterystyki mają znaczną krzywiznę w zakresie dynamiki przenoszonych sygnałów. Zastosowana kompensacja powoduje jednakowe zmiany potencjałów siatki, katody i anody lampy *L1* po doprowadzeniu sygnału do jej siatki i w rezultacie punkt pracy lampy pozostaje niezmieniony w całym zakresie dynamiki sygnału. W ten sposób eliminuje się wpływ krzywizny charakterystyki anodowej lampy na wartość wzmocnienia napięciowego.

Schemat kaskodowego wtórnika katodowego *n*-tego rzędu (gdzie $n = 1, 2, 3, \ldots$) zawiera $(2n+2)$ lampy połączone szeregowo i objęte odpowiednimi pętlami sprzężenia zwrotnego. Dwie lampy wchodzą w skład wtórnika katodowego, a pozostałe $2n$ lamp jest lampami kompensującymi.

Z tej liczby pierwsze n lamp kompensuje zmianę napięcia pomiędzy anodą a katodą lampy *L1* i w tym celu do ich siatek doprowadza się napięcie wejściowe tej lampy. Pozostałe n lamp kompensuje zmianę napięcia na oporniku R_a i do ich siatek doprowadza się napięcie z dolnego (na schemacie) końca opornika R_a.

Przypominamy, że wzmocnienie napięciowe wtórnika kaskodowego określa wzór (76) i można je zapisać w następujący sposób:

$$k_a = \frac{1}{1 + \frac{1}{K_{a1}}\left(1 + \frac{\varrho_{a1} + R_a}{\varrho_{a2} + K_{a2} R_a}\right)}$$

Oporność wyjściową takiego wtórnika określa wzór (79). Oba powyższe wzory są słuszne wtedy, gdy w całym zakresie częstotliwości roboczych nie ma żadnego przesunięcia fazy w obwodach siatek lamp.

W przypadku kaskodowego wtórnika katodowego n-tego rzędu można korzystać z tych samych wzorów, jeśli tylko zrobić następujące podstawienia:

$$K_{a1} = (K'_{a1})_n; \qquad \varrho_{a1} = (\varrho'_{a1})_n; \qquad R_a = (R'_a)_n$$

$$(K'_{a1})_n = K_{a1} \prod_{j=3}^{n+2} (1 + K_{aj}) \tag{99}$$

$$(\varrho'_{a1})_n = \sum_{k=3}^{n+2} \left\{\varrho_{a(k-1)} \left[\prod_{j=k}^{n+2} (1 + K_{aj})\right]\right\} + \varrho_{a(n+2)} \tag{100}$$

$$(R'_a)_n = R_a \left[\prod_{j=n+3}^{2n+2} (1 + K_{aj})\right] + \sum_{k=n+4}^{2n+2} \left\{\varrho_{a(k-1)} \left[\prod_{j=k}^{2n+2} (1 + K_{aj})\right]\right\} + \varrho_{a(2n+2)} \tag{101}$$

W tych warunkach rozpatrywany złożony wtórnik katodowy można zastąpić schematem zwykłego wtórnika kaskodowego, którego oporność sprzężenia zwrotnego ma wartość $(R'_a)_n$, a oporność wewnętrzną i wzmocnienie określają wartości $(\varrho'_{a1})_n$ i $(K'_{a1})_n$. Ponieważ ostatnie wymienione parametry mają znacznie większe wartości niż odpowiednie parametry podstawowego kaskodowego wtórnika katodowego, to wypadkowe wzmocnienie i oporność wyjściowa są oczywiście znacznie lepsze niż w układzie podstawowym.

Wzmocnienie napięciowe od siatki do anody lampy *L1* można określić następującym wzorem:

$$(k_{ka})_n = \frac{1}{1 + \frac{(1 + K_{a1}) S'_n - \varrho_{a1} (K'_{a1})_n}{(K'_{a1})_n [K_{a2} (R'_a)_n + \varrho_{a2} + \varrho_{a1}] - K_{a1} S'_n}}$$

$$S'_n = (K_{a2} + 1)(R'_a)_n + (\varrho'_{a1})_n + \varrho_{a2}$$

Dla uproszczenia przyjmiemy, że w układzie stosuje się jednakowe lampy, tzn. wszystkie lampy mają takie same wartości K_a i ϱ_a. W przypadku spełnienia warunku $K_a \gg 1$, wzory (99), (100) i (101) przyjmują następującą postać:

$$(K'_{a1})_n \approx K_a(K_a^n)$$

$$(\varrho'_{a1})_n \approx \varrho_a(K_a^n)$$

$$(R'_a)_n \approx R_a(K_a^n) + \varrho_a(K_a^{n-1})$$

Po podstawieniu tych wartości do wzorów na wzmocnienie k_{u1} kaskodowego wtórnika katodowego, jego oporność wyjściową oraz wzmocnienie od siatki do anody, otrzymamy:

$$(k_{u1})_n \approx \frac{1}{1 + \frac{1}{K_a^{n+1}}\left[1 + \frac{R_a + \varrho_a}{K_a R_a + \varrho_a}\right]} \qquad (102)$$

$$(R_{wy})_n \approx \frac{\varrho_a(R_a + \varrho_a)}{K_a^{n+1}(K_a R_a + \varrho_a)} \qquad (103)$$

$$(k_{u3})_n \approx \frac{1}{1 + \frac{K_a^n R_a + \varrho_a}{K_a^{n+1}(K_a R_a + \varrho_a)}} \qquad (104)$$

Z ostatnich wzorów wynika, że napięcia na anodzie i na katodzie głównej lampy kaskodowego wtórnika katodowego n-tego rzędu są równe napięciu na siatce tejże lampy z dokładnością do $1/K_a^n$, natomiast oporność wyjściowa takiego układu jest K_a^n razy mniejsza niż w prostym kaskodowym wtórniku katodowym i K_a^{n+1} razy mniejsza niż w zwykłym wtórniku katodowym.

Ze wzoru (103) wynika, że oporność wyjściową kaskodowego wtórnika katodowego można uczynić dowolnie małą przez zastosowanie odpowiedniej liczby $2n$ lamp kompensujących. W układach rzeczywistych istnieje jednak zawsze niezerowy prąd siatki lampy wejściowej, co powoduje pojawienie się dolnej granicy, do której można zmniejszać R_{wy}. Ta dolna granica zależy od oporności wewnętrznej źródła sygnału.

Dla ilustracji rozważymy kaskodowy wtórnik katodowy o $n = 2$, a więc układ złożony z sześciu lamp. Jeśli zastosować lampy o dużym nachyleniu (np. typu 6Н2П), to przy napięciu między anodą a katodą każdej lampy równym 100 V będzie:

$$I_a = 0{,}3 \text{ mA}, \quad K_a \approx 100, \quad \varrho_a = 10^5\,\Omega. \text{ Załóżmy, że } R_a = 10^5\,\Omega.$$

Wówczas ze wzorów (102), (103) i (104) otrzymamy:

$$(k_{u1})_{n=2} = 1 - 10^{-6}$$

$$(R_{wy})_{n=2} = 2 \cdot 10^{-3}\,\Omega$$

$$(k_{u3})_{n=2} = 1 - 10^{-4}$$

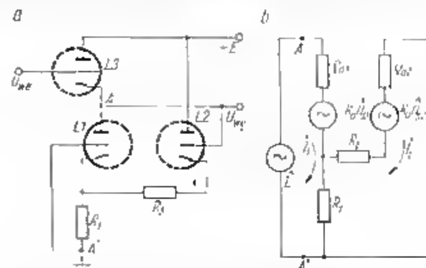
Przy badaniu tego układu doprowadzano do niego sygnały o częstotliwościach 60 i 85 Hz oraz amplitudzie 2 V i mierzono amplitudę napięcia o częstotliwości różnicowej 25 Hz. Ta ostatnia miała wartość $4 \cdot 10^{-7}$ V, co odpowiada współczynnikowi modulacji skrośnej $2 \cdot 10^{-5}$%. Dla porównania można podać, że współczynnik modulacji skrośnej dla prostego wtórnika kaskodowego wynosi $5 \cdot 10^{-3}$%.

Zmierzona wartość oporności wyjściowej przy oporności wewnętrznej źródła sygnału 1 kΩ przy częstotliwości 25 Hz wynosiła 0,5 Ω. Dużą różnicę w stosunku do wartości obliczonej tłumaczy się oczywiście prądami siatki lampy *L1*.

Oprócz wszystkich wymienionych zalet opisany układ odznacza się niskim poziomem szumów własnych, małym poborem prądu i dużą opornością wejściową. Poważną wadą układu jest duży czas powrotu do normalnych warunków po wystąpieniu silnych przeciążeń.

27. WTÓRNIK KATODOWY O WZMOCNIENIU RÓWNYM JEDNOŚCI

Bardzo często podstawowym żądaniem stawianym układowi dopasowującemu jest bardzo duża wierność przenoszenia doprowadzonego do niego sygnału. Jeśli nie wiąże się ono z żądaniem bardzo dużej oporności wejściowej tego układu, to można wykorzystać pewną odmianę kaskodowego wtórnika katodowego o wzmocnieniu równym jedności.



Rys. 81. Wtórnik katodowy o wzmocnieniu równym jedności
a — schemat zasadniczy, b — schemat zastępczy

W przedstawionym na rys. 81a wtórniku katodowym typu kaskodowego kompensację strat w obwodzie katodowym, spowodowanych skończoną wartością oporności katodowej i oporności obwodu wejściowego następnego stopnia, osiąga się dzięki wprowadzeniu dodatniego sprzężenia zwrotnego przez lampę *L2*. Napięcie sygnału z wyjścia kaskodowego wtórnika katodowego, zmontowanego na lampach *L1* i *L3*, doprowadza się do stopnia odwracającego, zmontowanego na lampie *L2*. Wzmocnienie napięciowe

w zamykanej przez niego pętli sprzężenia zwrotnego dobiera się przez regulację wartości oporności R_2, tworzącej wraz ze stałą oporością R_1 dzielnik napięcia sygnału sprzężenia zwrotnego.

W celu określenia warunków, w których oporność w obwodzie katodowym lampy *L3* (między punktami *A* i *A'*) przyjmuje wartość nieskończenie dużą, rozpatrzymy schemat zastępczy układu (rys. 81b) W schemacie tym lampę *L3* zastąpiono źródłem napięcia $\dot{E}$. Całkowitą oporność R'_k, stanowiącą obciążenie katodowe lampy *L3* (między punktami *A* i *A'* schematu zastępczego), znajduje się przez rozwiązanie układu równań dla prądów $\dot{I}_1$ i $\dot{I}_2$:

$$\dot{U}_{s1} = -(\dot{I}_1 - \dot{I}_2)R_1$$

$$\dot{U}_{s2} = \dot{E} - R_1(\dot{I}_1 - \dot{I}_2) + \dot{I}_2 R_2$$

$$\dot{E} + K_{a1}\dot{U}_{s1} - \dot{I}_1(\varrho_{a1} + R_1) = -\dot{I}_2 R_1$$

$$-K_{a2}\dot{U}_{s2} - \dot{I}_2(\varrho_{a2} + R_2 + R_1) = -\dot{I}_1 R_1$$

Pomijając pośrednie przekształcenia, otrzymamy następujące wyrażenie na oporność całkowitą:

$$R'_k = \frac{\dot{E}}{\dot{I}_1} = \varrho_{a1} + (K_{a1} + 1)R_1 \frac{1 + \dfrac{\varrho_{a1} K_{a2}}{\varrho_{a2} + R_2(K_{a2} + 1)}}{1 - \dfrac{R_1(K_{a1}K_{a2} - 1)}{\varrho_{a2} + R_2(K_{a2} + 1)}} \tag{105}$$

Stosowane w podobnych układach triody mają zwykle dostatecznie duże wartości K_a, tak że spełniane są warunki $K_{a1} \gg 1$ i $K_{a2} \gg 1$. Wówczas równanie (105) upraszcza się do postaci:

$$R'_k \approx \varrho_{a1} + K_{a1} R_1 \frac{1 + S_{a2}(R_2 + \varrho_{a1})}{1 + S_{a2}(R_2 - K_{a1} R_1)} \tag{106}$$

Ze wzoru tego wynika, że R'_k dąży do nieskończoności, jeśli:

$$1 + S_{a2}(R_2 - K_{a1} R_1) \to 0 \tag{107}$$

a stąd można wyznaczyć krytyczną wartość oporności R_2:

$$R_2 = K_{a1} R_1 - \frac{1}{S_{a2}} = R_{2kr}$$

Przy $R_2 > R_{2kr}$ całkowita oporność R'_k jest dodatnia, natomiast przy $R_1 < R_{2kr}$ — ujemna. Tę ostatnią okoliczność tłumaczy się tym, że przy zmniejszeniu R_2, dodatnie sprzężenie zwrotne, wprowadzone do obwodu katody lampy *L3* poprzez lampę *L2* i opornik R_1, całkowicie kompensuje straty w tym obwodzie.

Wzmocnienie rozważanego wtórnika katodowego

$$k_a = \frac{K_{a3} R'_k}{\varrho_{a3} + (K_{a3} + 1)R'_k}$$

można uczynić równym jedności, spełniając warunek:

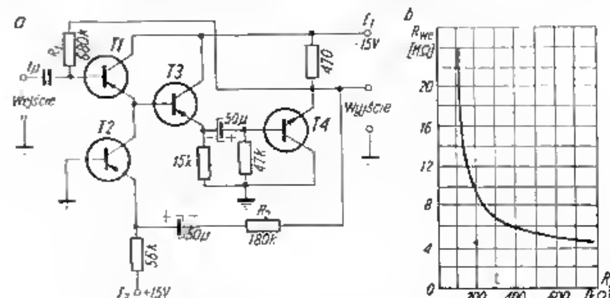
$$-R'_k = \varrho_{a3} \tag{108}$$

Warunek ten można spełnić drogą odpowiedniego doboru wartości oporności R_2. Przybliżony wzór dla tej oporności można otrzymać z równania (105), jeśli uwzględnić, że $K_{a1} \gg 1$ i $K_{a2} \gg 1$:

$$R_2 \approx \frac{R_1(K_{a1} R'_k + \varrho_{a1})}{R'_k - \varrho_{a1} - K_{a1} R_1} - \frac{1}{S_{a2}} \tag{109}$$

Podstawiając do tego wzoru wartość R'_k z warunku (108), można wyznaczyć pożądaną wartość oporności R_2.

W praktyce wartość oporności R_1 w obwodzie katodowym lampy *L1* dobiera się jak największą. W celu utrzymania punktu pracy lampy *L1* bez zmian, dodatkowe napięcie dodatnie, powstające w wyniku przepływu prądu lampy *L2* przez opornik R_1, kompensuje się drogą dołączenia siatki lampy *L1* do źródła dodatniego napięcia polaryzacji. Oporność R_2 dobiera się w ten sposób, by jej wartość spełniała warunek uzyskania niezbędnej oporności całkowitej R'_k według równania (109). W celu skompensowania pojemności w obwodzie katodowym lampy *L1* włącza się zwykle równolegle do opornika R_2 kondensator o małej pojemności.



Rys. 82. Kaskodowy wtórnik emiterowy o dużej oporności wejściowej
a — schemat zasadniczy, b — zależność oporności wejściowej od oporności R_2

Na rys. 82a przedstawiono schemat kaskodowego wtórnika emiterowego, pracującego według tej samej zasady. Główną zaletą tego układu

tranzystorowego jest zwiększona oporność wejściowa, której wartość można obliczyć ze wzoru:

$$R_{we} = r_b + \frac{r_d r_k \left(1 - \frac{\alpha r_e k_u}{R_2}\right)}{\frac{r_k}{1+\beta}\left(1 - \frac{\alpha r_d k_u}{R_2}\right) + r_d}$$

gdzie:

k_u — wzmocnienie napięciowe między emiterem tranzystora *T1* a zaciskiem wyjściowym (k_u jest zawsze mniejsze od jedności),
α — zwarciowe wzmocnienie prądowe tranzystora *T2* w układzie o wspólnej bazie,
β — zwarciowe wzmocnienie prądowe tranzystora *T1* w układzie o wspólnym emiterze,
r_e, r_k, r_b — oporności emitera, kolektora i bazy tranzystora *T1*,
r_d — dynamiczna oporność kolektora tranzystora *T2*.

W większości przypadków spotykanych w praktyce można przyjąć $k_u \approx 1$ i $\alpha \approx 1$, tak że wyraz $\frac{\alpha r_e k_u}{R_2} \ll 1$. Jeśli ponadto $\beta \gg 1$ i r_b jest małe, to można stosować wzór przybliżony:

$$R_{we} \approx \frac{r_k}{1 + \frac{r_k}{\beta}\left(\frac{1}{r_d} - \frac{\alpha k_u}{R_2}\right)} \tag{110}$$

Żądaną wartość oporności wejściowej układu osiąga się przez regulację oporności R_2, tzn. przez zmianę głębokości dodatniego sprzężenia zwrotnego kompensującego straty układu. Krzywą zależności oporności wejściowej wtórnika emiterowego od oporności R_2 przytoczono na rys. 82b.

Z równania (110) wynika, że oporność wejściowa dąży do nieskończoności, jeśli spełniony jest warunek:

$$\frac{r_k}{\beta}\left(\frac{1}{r_d} - \frac{\alpha k_u}{R_2}\right) = -1$$

Można stąd wyznaczyć wartość krytyczną oporności R_2:

$$R_2 = \frac{r_d r_k k_u \alpha}{\beta r_d + r_k} = R_{2kr} \tag{111}$$

Dla ilustracji podamy rząd wielkości wchodzących do wzoru (110) dla rozważanego układu: $r_k = 9$ MΩ, $\beta = 40$, $k_u = 0{,}97$, $r_d = 300$ kΩ, $R_1 = 680$ kΩ, $\alpha = 0{,}975$. Przyjmując $R_2 = 180$ kΩ, otrzymamy ze wzoru (110) wartość $R_{we} = 16$ MΩ.

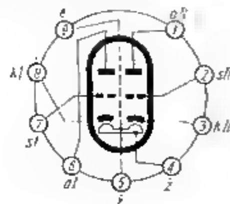
Oporność R_1, znajdująca się w obwodzie polaryzacji bazy tranzystora *T1*, bocznikuje oporność wejściową wtórnika emiterowego. To działanie bocznikujące R_1 zmniejsza się przez dołączenie go do emitera tranzystora wyjściowego *T4*, na którym napięcie sygnału niewiele się różni od napięcia sygnału wejściowego (wzmocnienie napięciowe układu wynosi $k_u = 0{,}97$). Dzięki temu efektywna wartość oporności w obwodzie polaryzacji bazy, bocznikująca oporność wejściową, ma wartość $R_1' = \frac{R_1}{1-k_u} = 22{,}6$ MΩ. Całkowita oporność wejściowa układu jest zatem równa 9,4 MΩ. Ze wzoru (111) wyznacza się wartość krytyczną $R_2 = 120$ kΩ.

Przy paśmie przenoszenia od 10 Hz do 100 kHz i przy oporności wyjściowej około 30 Ω można uzyskać na wyjściu omówionego układu napięcia do 1 V przy obciążeniu 1 kΩ.

DODATEK

DANE NIEKTÓRYCH TYPÓW LAMP STOSOWANYCH WE WZMACNIACZACH KASKODOWYCH*)

E 88 CC



Podwójna trioda wysokiej jakości; jest lampą o długim czasie pracy (10 000 godzin), specjalnie odporną na wstrząsy i wibracje.

Żarzenie

Lampa może być żarzona zarówno prądem stałym, jak i zmiennym. Zasilanie grzejnika realizuje się w układzie równoległym. Katoda lampy jest żarzona pośrednio.

Napięcie żarzenia	$U_{\dot{z}}$	6,3 V
Prąd żarzenia	$I_{\dot{z}}$	300 mA

Wartości charakterystyczne pojemności

Podano średnie wartości zmierzone dla nowych lamp. Pomiar przeprowadzono dla zimnej lampy bez zewnętrznego ekranu.

$C_{aI/kI,\dot{z},e}$	1,75 pF	$C_{aII/kII,\dot{z},e}$	1,65 pF
$C_{aI/kI,\dot{z}}$	0,5 pF	$C_{aII/kII,\dot{z}}$	0,4 pF
$C_{aI/kI,\dot{z},e}$	3,1 pF	$C_{aII/kII,\dot{z},e}$	3,1 pF
$C_{sI/kI,\dot{z}}$	3,1 pF	$C_{sII/kII,\dot{z}}$	3,1 pF
$C_{aI/sI}$	1,4 pF	$C_{aII/sII}$	1,4 pF
$C_{aI/kI}$	0,18 pF	$C_{aII/kII}$	0,18 pF
$C_{kI/\dot{z}}$	2,6 pF	$C_{kII/\dot{z}}$	2,7 pF
$C_{aI/e}$	1,3 pF	$C_{aII/e}$	1,3 pF
$C_{aI/sI,\dot{z},e}$	3,0 pF	$C_{aII/sII,\dot{z},e}$	2,9 pF
$C_{kI/sI,\dot{z},e}$	6,0 pF	$C_{kII/sII,\dot{z},e}$	6,0 pF

$C_{aI/aII} < 0{,}045$ pF. Pojemności $C_{aI/sII}$, $C_{aI/sII}$, $C_{aII/sII}$, $C_{sI/kII}$, $C_{aII/kI}$ są nie większe niż 0,005 pF.

Uwaga: Należy zwrócić uwagę na oznaczenia elektrod poszczególnych lamp (*aI*, *sI*, *kI* i *aII*, *sII*, *kII* — patrz rysunek cokołu).

Typowe wartości charakterystyczne (dla każdej triody)

Napięcie między anodą a masą	U_a	100 V[1])
Napięcie między siatką a masą	U_s	+9 V[1])
Wartość oporności w katodzie	R_k	680 Ω[1])
Natężenie prądu anodowego	I_a	15 mA
Nachylenie charakterystyki	S_a	12,5 mA/V
Współczynnik amplifikacji	K_a	33
Zastępcza oporność szumów (dla $f = 45$ MHz)	R_{sz}	300 Ω
Współczynnik szumów (dla $f = 200$ MHz)	F	4,6 dB[2])
Oporność wejściowa lampy (dla $f = 100$ MHz)	R_i	3 kΩ
Napięcie między anodą a katodą	U_{ak}	90 V
Oporność upływowa w obwodzie siatki	R_s	0,1 MΩ

1) Praca lampy w tych warunkach jest zalecana ze względu na mały rozrzut charakterystyk.

2) Współczynnik szumów mierzony w układzie kaskody dopasowanej na minimum szumów.

Jeśli $U_s = 0$ V, to typowe są następujące wartości:

$U_a = 90$ V, $R_k = 120$ Ω, $I_a = 12$ mA, $S_a = 11{,}5$ mA/V

Wartości maksymalne dla każdej lampy

Napięcie między anodą a katodą	$U_{ak\,max}$	220 V
Moc strat w anodzie	$P_{a\,max}$	1,5 W

*) Charakterystyki przytoczonych lamp można znaleźć w Atlasie lamp elektronowych, część II, wydanym przez Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, Warszawa 1961.

Moc strat w siatce	P_{smax}	30 mW
Napięcie między siatką a katodą	U_{skmax}	−100 V[1]
Prąd katodowy	I_{kmax}	20 MA
Napięcie między katodą a grzejnikiem (*k* dodatnia)	$U_{k+/ż-}$	120 V
Napięcie między katodą a grzejnikiem (*k* ujemna)	$U_{k-/ż+}$	60 V
Oporność upływowa w obwodzie siatki	R_{smax}	1 MΩ
Względna zmiana napięcia żarzenia $U_ż$		±5%
Temperatura bańki lampy	T_{bmax}	170°C

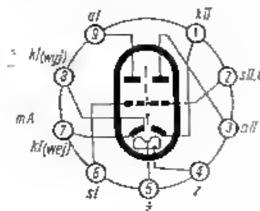
1) Dozwolone jest stałe napięcie polaryzacji siatki tylko dla $I_a < 5$ mA.

E 188 CC

Wszystkie dane i charakterystyki jak dla lampy E 88 CC, z wyjątkiem:

Prąd żarzenia	$I_ż$	335 MA
Zastępcza oporność szumów (dla $f = 45$ MHz)	R_{sz}	250 Ω
Maksymalne napięcie między anodą a katodą	U_{akmax}	250 V
Maksymalna moc strat w anodzie	P_{amax}	1,65 W
Maksymalne napięcie między siatką a katodą	U_{skmax}	−110 V
Maksymalny prąd katodowy	I_{kmax}	22 mA
Maksymalna oporność upływowa w obwodzie siatki:		
dla automatycznego napięcia polaryzacji siatki	R_{smax}	1 MΩ
dla stałego napięcia polaryzacji siatki	R_{smax}	0,5 MΩ

ECC 84



Podwójna trioda, przeznaczona do zastosowania w układzie kaskody w stopniach wejściowych odbiorników telewizyjnych, pracujących w zakresie do 220 MHz.

Żarzenie

Lampa może być żarzona zarówno prądem stałym, jak i zmiennym w układzie równoległym. Katoda lampy jest żarzona pośrednio.

Napięcie żarzenia	$U_ż$	6,3 V
Prąd żarzenia	$I_ż$	330 mA

Wartości charakterystyczne pojemności

Podano średnie wartości zmierzone dla nowych lamp. Pomiar przeprowadzono dla zimnej lampy bez zewnętrznego ekranu.

$C_{aI/sI}$	1,2 pF	$C_{kII/sII,ż}$	4,7 pF
$C_{sI/(aI)}$[1]	2,1 pF	$C_{aII/sII,ż}$	2,5 pF
$C_{aI/(sI)}$[2]	0,45 pF	$C_{kII/ż}$	2,7 pF
$C_{sI/ż}$	< 0,25 pF	$C_{aI/kI,ż,sII}$	1,2 pF
$C_{aII/kII}$	0,16 pF	$C_{aI/aII}$	< 0.035 pF
$C_{aII/sII}$	2,3 pF	$C_{sI/aII}$	< 0.006 pF

1) Pojemność między siatką a wszystkimi pozostałymi elektrodami (z wyjątkiem anody) oraz ekranem.

2) Pojemność między anodą a wszystkimi pozostałymi elektrodami (z wyjątkiem siatki) oraz ekranem.

Typowe wartości charakterystyczne (dla każdej triody)

Napięcie między anodą a katodą	U_{ak}	90 V
Napięcie między siatką a katodą	U_{sk}	1,5 V
Natężenie prądu anodowego	I_a	12 mA
Nachylenie charakterystyki	S_a	6 mA/V
Współczynnik amplifikacji	K_a	24
Przewodność wejściowa lampy (dla $f = 200$ MHz)	$1/R_i$	250 μA/V[1]
Liczba szumowa (szerokość pasma obwodu wejściowego 7÷8 MHz)		6,5[1]

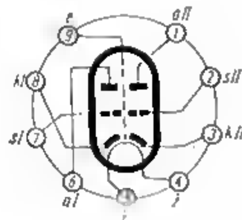
1) Przytoczone wartości przewodności wejściowej lampy i liczby szumowej obowiązują w przypadku dołączenia nóżki katody oznaczonej $kI_{(wej)}$ do obwodu wejściowego, a nóżki katody oznaczonej $kI_{(wyj)}$ — do masy. Liczbę szumową można zmniejszyć do około 5 przez równoległe połączenie obu nóżek katody; jednakże w tym przypadku przewodność wejściowa lampy wzrasta do około 700 μA/V.

Uwaga: Trioda *aI*, *sI*, $kI_{(wej)}$, $kI_{(wyj)}$ pracuje w układzie wzmacniacza z uziemioną katodą, natomiast trioda *aII*, *sII*, *kII* — w układzie wzmacniacza z uziemioną siatką.

Wartości maksymalne

Napięcie między anodą a katodą (dla każdej lampy)	U_{akmax}	180 V
Moc strat w anodzie (dla każdej lampy)	P_{amax}	2 W
Prąd katodowy (dla każdej lampy)	I_{kmax}	22 mA
Napięcie między siatką a katodą (dla każdej lampy)	U_{skmax}	−50 V
Oporność upływowa w obwodzie siatki *sI*	R_{sImax}	1,5 MΩ
Oporność upływowa w obwodzie siatki *sII*	R_{sIImax}	0,5 MΩ
Napięcie między katodą a grzejnikiem (*kI* dodatnia)	$U_{kI+/f-}$	100 V
Napięcie między katodą a grzejnikiem (*kII* dodatnia)	$U_{kII+/f-}$	200 V

ECC 85



Żarzenie

Lampa może być żarzona zarówno prądem stałym, jak i zmiennym w układzie równoległym. Katoda lampy jest żarzona pośrednio.

Napięcie żarzenia	U_f	6,3 V
Prąd żarzenia	I_f	435 mA

Wartości charakterystyczne pojemności

Podano średnie wartości zmierzone dla nowych lamp. Pomiar przeprowadzono dla zimnej lampy bez zewnętrznego ekranu.

$C_{aI}/_{sI}$	1,5	pF	$C_{aII}/_{sII}$	1,5	pF
$C_{aI}/_{kI}$	0,18	pF	$C_{aII}/_{kII}$	0,18	pF
$C_{aI}/_{kI,f,e}$	1,2	pF	$C_{aII}/_{kII,f,e}$	1,2	pF
$C_{sI}/_{kI,f,e}$	3,0	pF	$C_{sII}/_{kII,f,e}$	3,0	pF
$C_{aI}/_{kI,f,e}$ 1)	1,9	pF	$C_{aII}/_{kII,f,e}$ 1)	1,9	pF

$C_{aI}/_{aII}$	< 0,04 pF	$C_{aI}/_{kII}$	< 0,008 pF
$C_{sI}/_{sII}$	< 0,003 pF	$C_{sI}/_{kII}$	< 0,003 pF
$C_{aI}/_{sII}$	< 0,008 pF	$C_{aII}/_{kI}$	< 0,008 pF
$C_{aII}/_{sI}$	< 0,008 pF	$C_{sII}/_{kI}$	< 0,003 pF
		$C_{aI}/_{aII}$ 1)	< 0,008 pF

1) Z ekranem zewnętrznym o średnicy 22,5 mm.

Typowe wartości charakterystyczne (dla każdej triody)

Napięcie między anodą a katodą	U_{ak}	250 V
Napięcie między siatką a katodą	U_{sk}	−2,3 V
Natężenie prądu anodowego	I_a	10 mA
Nachylenie charakterystyki	S_a	5,9 mA/V
Współczynnik amplifikacji	K_a	57

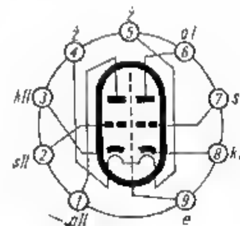
Wartości maksymalne (dla każdej lampy)

Napięcie między anodą a katodą	U_{akmax}	300 V
Moc strat w anodzie	P_{amax} 1)	2,5 W
Prąd katodowy	I_{kmax}	15 mA

1) Maksymalna moc strat w obu anodach $P_{aImax} + P_{aIImax} = 4,5$ W.

Napięcie między siatką a katodą	U_{skmax}	100 V
Oporność upływowa w obwodzie siatki	R_{smax}	1 MΩ
Napięcie między katodą a grzejnikiem	U_{kfmax}	90 V

ECC 86



Podwójna trioda przeznaczona do pracy w układach odbiorników samochodowych. Lampa może być zasilana wprost z akumulatora.

Żarzenie

Lampa może być żarzona zarówno prądem stałym, jak i zmiennym w układzie równoległym. Katoda lampy jest żarzona pośrednio.

Napięcie żarzenia	U_{f}	6,3 V
Prąd żarzenia	I_{f}	330 mA

Wartości charakterystyczne pojemności

$C_{aI(sI)}$ 1)	1,8 pF	$C_{aII(sII)}$ 1)	1,8 pF	$C_{aI/aII}$	< 0,05 pF
$C_{sI(aI)}$ 2)	3,0 pF	$C_{sII(aII)}$ 2)	3,0 pF	$C_{sI/aII}$	< 0,005 pF
$C_{aI/sI}$	1,3 pF	$C_{aII/sII}$	1,3 pF	$C_{aI/sII}$	< 0,005 pF
				$C_{aII/sI}$	< 0,005 pF

1) Pojemność między anodą a wszystkimi pozostałymi elektrodami (z wyjątkiem siatki) oraz ekranem.

2) Pojemność między siatką a wszystkimi pozostałymi elektrodami (z wyjątkiem anody) oraz ekranem.

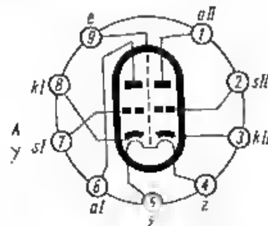
Typowe wartości charakterystyczne (dla każdej triody)

Napięcie między anodą a katodą	U_{ak}	6,3 V
Napięcie między siatką a katodą	U_{sk}	−0,4 V
Natężenie prądu anodowego	I_{a}	0,9 mA
Nachylenie charakterystyki	S_{a}	2,6 mA/V
Współczynnik amplifikacji	K_{a}	14
Zastępcza oporność szumów	R_{sz}	1 kΩ

Wartości maksymalne (dla każdej triody)

Napięcie między anodą a katodą	U_{akmax}	30 V
Moc strat w anodzie	P_{amax}	0,6 W
Prąd katodowy	I_{kmax}	20 mA
Napięcie między katodą a grzejnikiem	U_{kfmax}	30 V
Oporność upływowa w obwodzie siatki	R_{smax}	1 MΩ

ECC 88



Podwójna trioda o dużym nachyleniu charakterystyki i małych szumach, przeznaczona do zastosowania w układzie kaskody w stopniach wejściowych odbiorników telewizyjnych. Nie może być zasilana z akumulatora.

Żarzenie

Lampa może być żarzona zarówno prądem stałym, jak i zmiennym w układzie równoległym. Katoda lampy jest żarzona pośrednio.

Napięcie żarzenia	U_{f}	6,3 V
Prąd żarzenia	I_{f}	365 mA

Wartości charakterystyczne pojemności

Podano średnie wartości zmierzone dla nowych lamp. Pomiar przeprowadzono dla zimnej lampy. Liczby w pierwszej kolumnie odnoszą się do pomiaru bez zewnętrznego ekranu, w drugiej — z ekranem zewnętrznym.

$C_{aI/sI}$	1,4	1,4	pF		$C_{aII/sII}$	1,4	1,4	pF
$C_{sI/kI,f,e}$	3,3	3,5	pF		$C_{kII/sII,f,e}$	6,0	6,0	pF
$C_{aI/kI,f,e}$	1,8	2,5	pF		$C_{aII/sII,f,e}$	2,8	3,7	pF
$C_{aI/f}$	0,13	0,13	pF		$C_{kII/f}$	2,7	2,7	pF
					$C_{aII/kII}$	0,18	0,16	pF

$C_{aI/aII}$	< 0,045	< 0,015 pF
$C_{sI/aII}$	< 0,005	< 0,005 pF

Uwaga: Triodę *aI, sI, kI* należy stosować w pierwszym stopniu z uziemioną katodą a triodę *aII, kII, sII* — w drugim stopniu z uziemioną siatką.

Typowe wartości charakterystyczne (dla każdej triody)

Napięcie między anodą a katodą	U_{ak}	90 V
Napięcie między siatką a katodą	U_{sk}	1,3 W
Natężenie prądu anodowego	I_{a}	15 mA
Nachylenie charakterystyki	S_{a}	12,5 mA/V
Współczynnik amplifikacji	K_{a}	33
Zastępcza oporność szumów	R_{sz}	300 Ω

Wartości maksymalne (dla każdej triody)

Napięcie między anodą a katodą	U_{akmax}	130 V
Moc strat w anodzie	P_{amax}	1,8 W
Prąd katodowy	I_{kmax}	25 mA
Napięcie między siatką a katodą	U_{skmax}	−50 V
Oporność upływowa w obwodzie siatki	R_{smax}	1 MΩ

Napięcie między katodą a grzejnikiem	$U_{kf/f}$	50 V
Napięcie między katodą a grzejnikiem (*kH* dodatnia)	$U_{kf+/f-}$	150 V[1]

[1]) Maksymalna wartość składowej stałej 130 V

U w a g a: W celu zabezpieczenia przed przekroczeniem maksymalnego dopuszczalnego napięcia anodowego przy wysterowaniu kaskody należy stosować dzielnik napięcia w obwodzie siatki triody pracującej w układzie z uziemioną siatką. Jeśli w obwodzie siatki triody, pracującej w układzie z uziemioną katodą, płynie prąd siatki, to napięcie anodowe tej lampy w warunkach braku wysterowania nie powinno być większe niż 75 V.

PCC 84

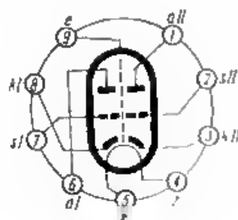
Przeznaczenie lampy, cokół, wszystkie wartości charakterystyczne, uwagi i charakterystyki jak dla lampy ECC 84, z wyjątkiem:

Żarzenie prądem stałym lub zmiennym w układzie szeregowym.

Napięcie żarzenia	U_f	7 V
Prąd żarzenia	I_f	300 mA
Oporność upływowa w obwodzie siatki	R_{smax}	1 MΩ
Napięcie między katodą a grzejnikiem (*kH* dodatnia)	$U_{kf+/f-}$	250 V[1]
Napięcie między katodą a grzejnikiem (*kH* ujemna)	$U_{kf-/f+}$	100 V

[1]) Maksymalna wartość składowej stałej 180 V.

PCC 85



Żarzenie

Lampa może być żarzona zarówno prądem stałym, jak i zmiennym w układzie szeregowym. Katoda lampy jest żarzona pośrednio

Napięcie żarzenia	U_f	9,0 V
Prąd żarzenia	I_f	300 mA

Wartości charakterystyczne pojemności jak dla lampy ECC 85

Typowe wartości charakterystyczne (dla każdej triody)

Napięcie między anodą a katodą	U_{ak}	170 V
Napięcie między siatką a katodą	U_{sk}	—1,5 V
Natężenie prądu anodowego	I_a	10 mA
Nachylenie charakterystyki	S_a	6,2 mA/V
Współczynnik amplifikacji	K_a	50

Wartości maksymalne (dla każdej lampy)

Napięcie między anodą a katodą	U_{akmax}	250 V
Moc strat w anodzie	P_{amax}	2,5 W
Łączna moc strat w anodach obu lamp	$P_{aImax}+P_{aIImax}$	4,5 W
Prąd katodowy	I_{kmax}	15 mA
Napięcie między siatką a katodą	U_{skmax}	—100 V
Oporność upływowa w obwodzie siatki	R_{smax}	1 MΩ
Napięcie między katodą a grzejnikiem	U_{kfmax}	90 V

PCC 88

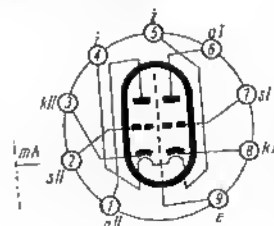
Przeznaczenie lampy, cokół, wszystkie wartości charakterystyczne, uwagi i charakterystyki jak dla lampy ECC 88 z wyjątkiem:

Żarzenie prądem stałym lub zmiennym w układzie szeregowym.

Napięcie żarzenia	U_f	7 V
Prąd żarzenia	I_f	300 mA
Napięcie między katodą a grzejnikiem	$U_{kf/fmax}$	80 V
Napięcie między katodą a grzejnikiem (*kH* dodatnia)	$U_{kf+/f-}$	180 V[1]

[1]) Maksymalna wartość składowej stałej 130 V.

PCC 189



Podwójna trioda o dużym nachyleniu charakterystyki, przeznaczona do zastosowania w układzie kaskody w stopniach wejściowych odbiorników telewizyjnych.

Żarzenie

Lampa może być żarzona zarówno prądem stałym, jak i zmiennym w układzie szeregowym. Katoda lampy jest żarzona pośrednio.

Napięcie żarzenia	$U_{ż}$	7,2 V
Prąd żarzenia	$I_{ż}$	300 mA

Wartości charakterystyczne pojemności

Podano średnie wartości zmierzone dla nowych lamp. Pomiar przeprowadzono dla zimnej lampy. Liczby w pierwszej kolumnie odnoszą się do pomiaru bez zewnętrznego ekranu, w drugiej — z ekranem zewnętrznym.

$C_{aI/sI}$	1,9	1,9 pF		$C_{aII/sII}$	1,9	1,9	pF
$C_{sI/kI,ż,e}$	3,5	3,5 pF		$C_{kII/aII,ż,e}$	6,0	6,0	pF
$C_{aI/kI,ż,e}$	1,7	2,3 pF		$C_{aII/aII,ż,e}$	3,4	4,0	pF
$C_{sI/ż}$	< 0,28	< 0,28 pF		$C_{kII/ż}$	3,0	3,0	pF
				$C_{aII/kII}$	0,18	0,17	pF

$C_{aI/aII} < 0{,}045 < 0{,}015$ pF
$C_{aI/aII} < 0{,}004 < 0{,}004$ pF

Uwaga: Triodę *aI, sI, kI* należy stosować w pierwszym stopniu z uziemioną katodą, a triodę *aII, kII, sII* — w drugim stopniu z uziemioną siatką.

Typowe wartości charakterystyczne (dla każdej triody)

Napięcie między anodą a katodą	U_{ak}	90 V
Napięcie między siatką a katodą	U_{sk}	−1,4 V
Natężenie prądu anodowego	I_a	15 mA
Nachylenie charakterystyki	S_a	12,5 mA/V
Oporność wewnętrzna	ϱ_a	2,5 kΩ

Wartości maksymalne (dla każdej triody)

Napięcie między anodą a katodą	$U_{ak\,max}$	130 V
Moc strat w anodzie	$P_{a\,max}$	1,8 W
Prąd katodowy	$I_{k\,max}$	22 mA
Napięcie między siatką a katodą	$U_{sk\,max}$	50 V
Oporność upływowa w obwodzie siatki *sI*	$R_{sI\,max}$	1 MΩ
Oporność upływowa w obwodzie siatki *sII*	$R_{sII\,max}$	0,5 MΩ
Napięcie między katodą a grzejnikiem	$U_{kI/ż} = U_{kII/ż}$	80 V
Napięcie między katodą a grzejnikiem (*kII* dodatnia)	$U_{kII+/ż-}$	180 V[1]

[1] Maksymalna wartość składowej stałej 130 V.

UCC 85

Przeznaczenie lampy, cokół, wszystkie wartości charakterystyczne, uwagi i charakterystyki jak dla lampy PCC 85 z wyjątkiem:

Napięcie żarzenia	$U_{ż}$	26 V
Prąd żarzenia	$I_{ż}$	100 mA

WYKAZ SYMBOLI

Indeks 1 odnosi się do pierwszego stopnia kaskody (z uziemioną katodą).
Indeks 2 odnosi się do drugiego stopnia kaskody (z uziemioną siatką).

$a_{11}, a_{12}, a_{21}, a_{22}$ — parametry tranzystora, stanowiące elementy macierzy $[a]$.

A — bezwymiarowy współczynnik, charakteryzujący wzmacniające właściwości tranzystora.

$B_{we}(\nu) = B'_{we}(\nu) + B''_{we}(\nu)$ — zależna od odstrojenia wejściowa przewodność bierna (całkowita).

$B'_{we}(\nu)$ — zależna od odstrojenia wejściowa przewodność bierna bez uwzględnienia sprzężenia wyjścia z wejściem przez pojemność pasożytniczą.

$B''_{we}(\nu) = \omega C + B_d(\nu)$ — zależna od odstrojenia wejściowa przewodność bierna spowodowana sprzężeniem wyjścia z wejściem przez pojemność pasożytniczą C.

$B_d(\nu)$ — zależna od odstrojenia dynamiczna przewodność bierna.

$C_{b'e}$ — pojemność równoległa emitera.

C_{cb} — międzyelektrodowa pojemność kolektor-baza.

C_{Tc} — pojemność bariery kolektora.

$d = \frac{1}{Q}$ — współczynnik tłumienia, odwrotność dobroci obwodu rezonansowego.

E_a — napięcie źródła zasilania anodowego.

E_g — wartość skuteczna napięcia szumów generowanych w oporności R_g.

E_1 — wartość skuteczna napięcia szumów generowanych w oporności R_k.

E_2 — wartość skuteczna napięcia szumów generowanych w oporności R_1.

E_3 — wartość skuteczna napięcia szumów generowanych w oporności R_{sr}.

f — częstotliwość sygnału.

f_0 — częstotliwość rezonansowa obwodu.

Δf — pasmo przenoszone ze spadkiem 3 dB (między punktami połowy mocy).

F — współczynnik szumów.

$G_{we}(\nu) = G'_{we}(\nu) + G''_{we}(\nu)$ — zależna od odstrojenia wejściowa przewodność czynna (całkowita).

$G'_{we}(\nu)$ — zależna od odstrojenia wejściowa przewodność czynna bez uwzględnienia sprzężenia wyjścia z wejściem przez pojemność pasożytniczą.

$G''_{we}(\nu)$ — zależna od odstrojenia wejściowa przewodność czynna, spowodowana sprzężeniem wyjścia z wejściem przez pojemność pasożytniczą.

$G_d(\nu)$ — zależna od odstrojenia dynamiczna przewodność czynna równa: $G_d(\nu) = G''_{we}(\nu)$.

$g_{11}, g_{12}, g_{21}, g_{22}$ — przewodności czynne tranzystora — części rzeczywiste odpowiednich admitancji tranzystora.

$h_{11}, h_{12}, h_{21}, h_{22}$ — parametry mieszane tranzystora.

i — wartość chwilowa natężenia prądu.

I_a — składowa stała natężenia prądu anodowego.

I_{s2} — składowa stała natężenia prądu siatki ekranowej.

$\dot{I}_a$ — składowa zmienna natężenia prądu anodowego w postaci zespolonej.

$\dot{I}_c$ — natężenie prądu zmiennego płynącego przez kondensator, w postaci zespolonej.

k $1{,}37 \cdot 10^{-23}$ J/st — stała Boltzmanna.

k_i — wzmocnienie prądowe.

k_p — wzmocnienie mocy.

k_s — współczynnik stabilności.

k_u — wzmocnienie napięciowe.

K_a — współczynnik amplifikacji lampy (podawany w katalogach).

K_{aw} — zastępczy współczynnik amplifikacji lampy realizującej własności danego układu.

m — współczynnik transformacji obwodu wejściowego ze sprzężeniem transformatorowym.

m_{01} — optymalny ze względu na przenoszoną moc współczynnik transformacji.

m_{sz} — optymalny ze względu na szumy współczynnik transformacji.

$\nu = \frac{f-f_0}{f_0}$ — względne odstrojenie od częstotliwości rezonansowej obwodu.

$\varrho = \frac{1}{\omega_0 C} = \omega_0 L$ — oporność charakterystyczna obwodu rezonansowego.

ϱ_a — oporność wewnętrzna lampy (podawana w katalogach).

ϱ_{ar} — zastępcza oporność wewnętrzna lampy realizującej własności danego układu.

$r_{bb'}$ — oporność rozproszona bazy.

$r_{b'e}$ — oporność równoległa emitera.

$r_{cb'}$ — oporność kolektora.

r_{ec} — oporność modelująca proces dyfuzji nośników mniejszościowych z emitera do kolektora.

$R(\nu)$ — zależna od odstrojenia składowa rzeczywista impedancji $\hat{Z}$ wyjściowego obwodu rezonansowego.

R_a — oporność obciążenia w obwodzie anodowym.

R_k — zastępcza oporność strat obwodu wejściowego kaskody przetransformowana do obwodu siatkowego.

R_1 — oporność wejściowa lampy zależna od częstotliwości (podawana w katalogach dla określonej częstotliwości).

$R_0 = \frac{\varrho}{d} = \varrho \cdot Q$ — oporność dynamiczna obwodu rezonansowego (impedancja przy częstotliwości rezonansowej obwodu).

$R_{01} = \frac{1}{G_{01}}$ — oporność dynamiczna obwodu rezonansowego na wejściu kaskody.

R_{sz} — oporność szumów lampy (podawana w katalogach).

$R'_{we}(\nu)$ — zależna od odstrojenia wejściowa oporność czynna bez uwzględnienia sprzężenia wyjścia z wejściem przez pojemność pasożytniczą.

R_{wy} — oporność wyjściowa wzmacniacza (bez uwzględnienia sprzężenia wyjścia z wejściem przez pojemność pasożytniczą).

S_a — nachylenie charakterystyki lampy (podawane w katalogach).

S_{ar} — zastępcze nachylenie charakterystyki lampy realizującej własności danego układu.

t_1 — elektryczna temperatura oporności R_1.

t_e — zastępcza elektryczna temperatura równoległego połączenia oporności R_1 i R_k.

T — temperatura w skali bezwzględnej w stopniach Kelvina.

u — wartość chwilowa napięcia.

U_a — składowa stała napięcia między anodą lampy a masą.

U_s — składowa stała napięcia między siatką lampy a masą.

U_{sk}, U_{ak}, U_{sa} — składowa stała napięcia odpowiednio między siatką a katodą, między anodą a katodą, między siatką a anodą.

$\hat{U}_{sk}, \hat{U}_{ak}, \hat{U}_{sa}$ — napięcie zmienne w postaci zespolonej odpowiednio między siatką a katodą, między anodą a katodą, między siatką a anodą.

$\hat{U}_{we}$ — wejściowe napięcie zmienne w postaci zespolonej.

$\hat{U}_{wy}$ — wyjściowe napięcie zmienne w postaci zespolonej.

$\hat{Z} = \frac{\varrho_2}{d_2 + j\nu} = R(\nu) + jX(\nu)$ — impedancja wyjściowego obwodu rezonansowego.

$\hat{Z}_{we} = R_{we}(\nu) + jX_{we}(\nu)$ — impedancja wejściowa wzmacniacza (całkowita, tzn. uwzględniająca również wpływ sprzężenia przez pojemność pasożytniczą).

$\hat{Z}'_{we} = R'_{we}(\nu) + jX'_{we}(\nu)$ — impedancja wejściowa wzmacniacza bez uwzględnienia sprzężenia wyjścia z wejściem przez pojemność pasożytniczą.

$X(\nu)$ — zależna od odstrojenia składowa bierna impedancji $\hat{Z}$ wyjściowego obwodu rezonansowego.

$X'_{we}(\nu)$ — zależna od odstrojenia wejściowa oporność bierna bez uwzględnienia sprzężenia wyjścia z wejściem przez pojemność pasożytniczą.

$\hat{Y}_d = G_d(\nu) + jB_d(\nu)$ — dynamiczna admitancja wejściowa wzmacniacza.

Y_g — admitancja wyjściowa źródła sygnału.

Y_0 — admitancja obciążenia.

$\hat{Y}_{we} = \hat{Y}'_{we} + \hat{Y}''_{we}$ — admitancja wejściowa wzmacniacza.

$\hat{Y}'_{we} = G'_{we}(v) + j B'_{we}(v)$ — admitancja wejściowa wzmacniacza bez uwzględnienia sprzężenia wyjścia z wejściem przez pojemność pasożytniczą.

$\hat{Y}''_{we} = j\omega C + \hat{Y}_d$ — admitancja wejściowa wzmacniacza spowodowana sprzężeniem wyjścia z wejściem przez pojemność pasożytniczą C.

$y_{11}, y_{12}, y_{21}, y_{22}$ — parametry admitancyjne tranzystora.